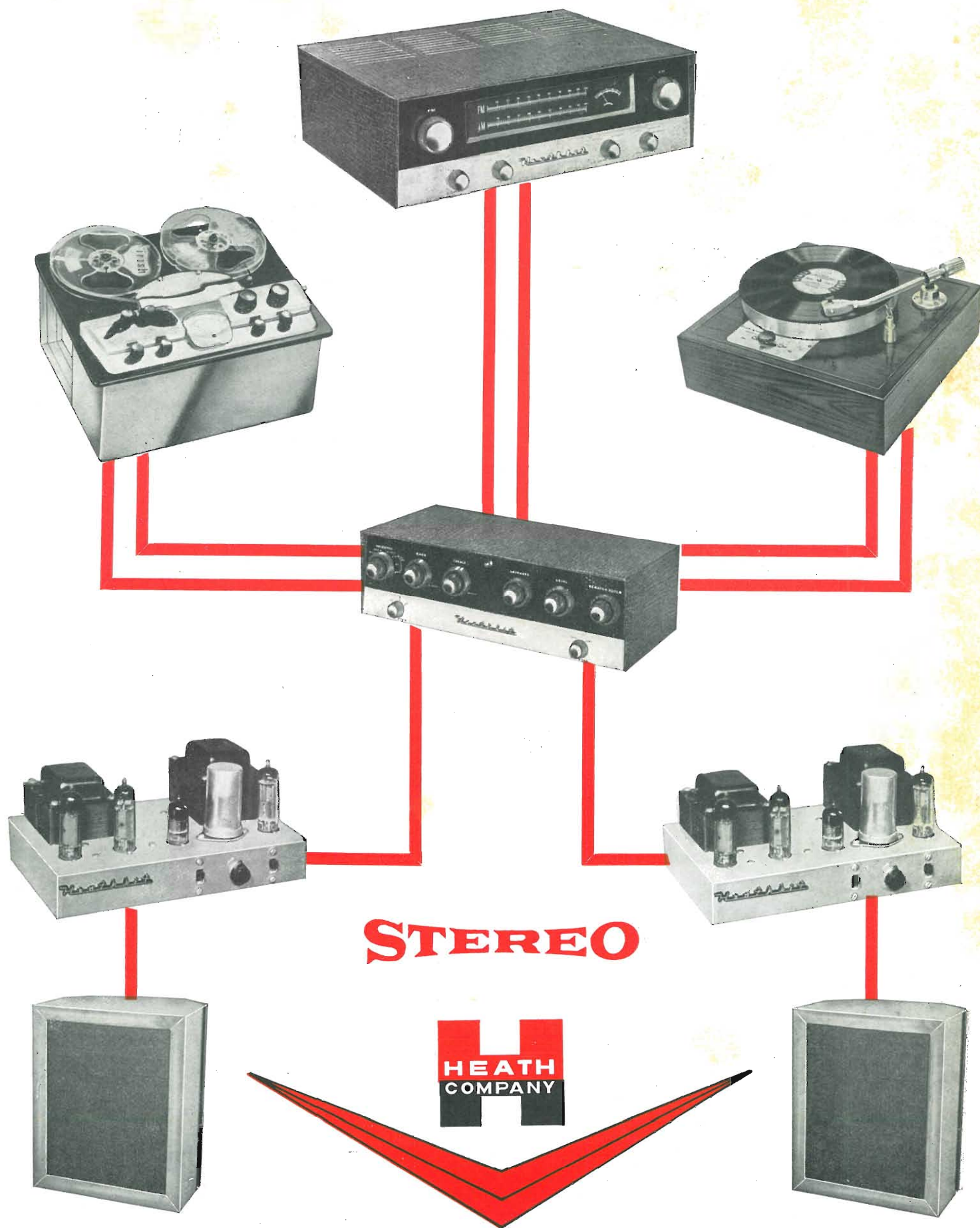
le
antenne
SIEMENS

nell'edilizia

Distributori Esclusivi per l'Italia:

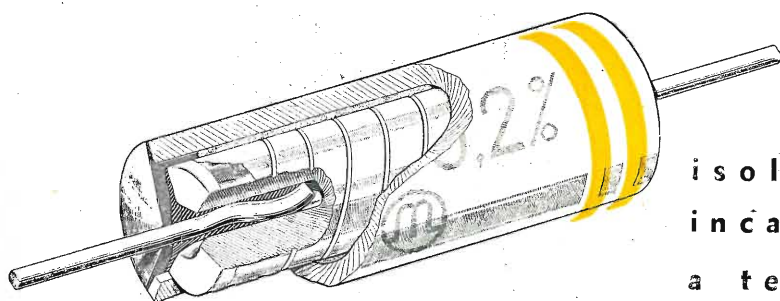
Soc. r. l. LARIR MILANO - P.za Cinque Giornate, 1 - Tel 79.57.62 - 79.57.63

ELETTRONICA

METAL LUX s. p. a. - MILANO

VIALE SARCA, 94 - TEL. 6424128 - 6424129 - 6427577

Il RESISTORE FISSO che accomuna alla precisione ed alla stabilità il più alto grado di sicurezza è il tipo

CASE-ORO

isolato
incapsulato
a tenuta ermetica

Tolleranze ottenibili: 5% 2% 1% 0,5% 0,2% 0,1%

CLASSIFICAZIONE	SIMBOLO	COEFFICIENTE DI TEMPERATURA ±	
tre linee oro	AW	≤ 0,0015 %/°C	≤ 15 ppm/°C
due linee oro	E	≤ 0,0025 %/°C	≤ 25 ppm/°C
una linea oro	F	≤ 0,0050 %/°C	≤ 50 ppm/°C

Principali caratteristiche elettriche:

- Campo dei valori: da 1 Ω a 1 MΩ
- Resistenza di isolamento: ≥ 10.000 MΩ
- Tensione di rottura dell'isolamento: ≥ 3000 Volt
- Variazioni medie riscontrate durante le prove di vita a 100 °C ambiente più il mass. carico consentito: ≤0,1%
- Variazioni medie riscontrate durante le prove tropicali secondo le norme **MIL-STD 202** metodo 106: ≤0,5%
- Variazioni medie riscontrate durante le prove cliniche di temperatura: ≤ 0,1%
- Coefficiente di tensione: ≤ 0,00002% Volt.
- Variazioni medie riscontrate durante le prove di sovraccarico: ≤ 0,05%
- Rumore di fondo paragonabile ad un conduttore metallico lineare.

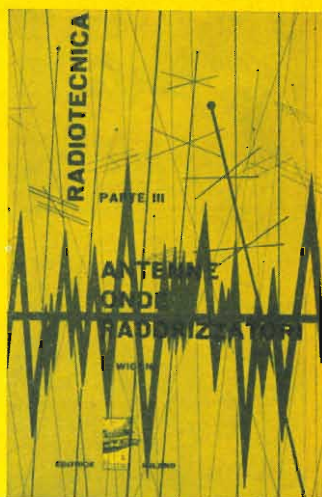
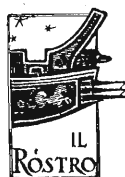
EDITRICE

RADIOTECNICA

PARTE I

CONCETTI FONDAMENTALI I°

PARTE I. — N. 2001. — E' dedicata ai concetti fondamentali. Inizia con richiami dell'elettrologia elementare, introduce i concetti di stato elettrico, della misura della elettricità, dei condensatori, delle resistenze, della corrente elettrica, della legge di Ohm, quindi svliuppa gradatamente molti argomenti basilari quali le pile, i generatori, l'effetto Joule, i campi magnetici della corrente, le leggi dell'induzione, le correnti alternate; non manca un accenno agli strumenti di misura.

PARTE II. — N. 2003. — Riguarda la esposizione dei concetti fondamentali tipici della radiotecnica. E' dedicata alle oscillazioni sonore ed elettriche; ai microfoni, ai generatori, trasformatori, bobine, condensatori e resistenze per radio. Contiene in forma elementare la teoria della risonanza e l'uso dei vettori, le proprietà oscillatorie del circuito risonante. Infine tratta della selettività dei circuiti e della possibilità di costituire un circuito oscillatorio con un filo rettilineo (antenne).

PARTE III. — N. 2005. — La prima parte di questo volumetto tratta delle antenne, delle onde elettromagnetiche, della loro propagazione e della loro modulazione. La seconda parte riguarda i raddrizzatori della tecnica radio; tratta quindi del triodo, del rilievo delle sue caratteristiche, della corrente raddrizzata con una sola e con entrambe le semionde, dei filtri livellatori di spianamento, dell'uso del diodo come rivelatore demodulatore. La terza parte tratta le valvole elettroniche a più di due elettrodi: triodi, pentodi e le loro applicazioni.

MILANO

VIA SENATO, 28

IL ROSTRO

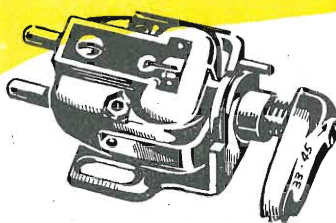
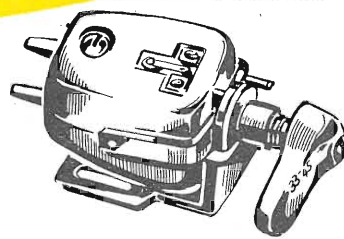
Essere radiotecnico: ecco l'aspirazione ed il sogno di moltissimi giovani desiderosi di conoscere i misteri delle scatolette metalliche munite di valvole, non solo per «inassopita bramosia di sapere», ma anche allo scopo di procurarsi un mezzo di lavoro e di vita. Ma come diventare rapidamente radiotecnico? Gli argomenti interessanti questa vasta applicazione dell'elettronica, sono numerosissimi e si trovano illustrati in grossi volumi, che scoraggiano chi non possieda una ferrea preparazione matematica (per la maggior parte in lingua estera); le scuole di radiotecnica comportano sempre una spesa non indifferente. La Editrice Rostro ha pubblicato una collana di 5 volumetti di circa 60 pagine ciascuno che costituiscono una mirabile sintesi della vasta materia. Pertanto dalle definizioni degli stati elettrici, giunge ad insegnare la costituzione dei moderni trasmettitori e ricevitori radio. Ai cinque libriccini è stato aggiunto un sesto, che tratta dei tubi a scarica nel gas e delle fotocellule, argomenti affini alla radiotecnica. La trattazione è chiara e semplice e rifugge, se non eccezionalmente, dall'uso delle formule. E' facile prevedere che per questa collana, opera dei valenti insegnanti tedeschi R. Wigand e H. Grassmann e tradotta in italiano da tecnici specializzati, si rinnoverà tra i nostri giovani il grandioso successo ottenuto in Germania.

PARTE IV. — N. 2007. — Tratta degli amplificatori per bassa e alta frequenza. Inizia con lo studio dell'uso dei tubi elettronici come amplificatori in generale, ricorda le caratteristiche di risposta e di distorsione di bassa frequenza. Prosegue con lo studio degli amplificatori per alta frequenza, a circuiti accordati. Seguono nozioni pratiche circa i componenti RC per circuiti oscillatori, l'accoppiamento di antenna. Continua con esempi di ricevitori a 3 tubi, tratta della regolazione dell'amplificazione.

PARTE V. — N. 2009. — E' la parte applicativa dei principi esposti nei volumetti precedenti della collana. In particolare si tratta dei trasmettitori a valvole, della loro modulazione, della radiotrasmissione telegrafica. Dopo un accenno alla controreazione vengono trattati i circuiti di alta e media frequenza dei radioricevitori. Alla fine del V volumetto è riportato l'indice analitico alfabetico, che permette di rintracciare un qualsiasi argomento trattato nei 5 libretti, indicandone la parte (cifre romane) e la pagina (cifre arabe).

N. 2011. — Completa la collana dei 5 volumetti riguardanti la radiotecnica.
PARTE I. — Tubi a gas. Dopo una concisa, ma esauriente introduzione del concetto di luminescenza, passa subito alle applicazioni dei tubi a gas: illuminazione; segnalazione luminosa; controlli di continuità, isolamento, tensioni anche di alta frequenza, di modulazione;
PARTE II. — Vari tipi delle cellule fotoelettriche; applicazioni.

CARTUCCE A RILUTTANZA VARIABILE

THE GOLDRING MFG. CO.
(GREAT BRITAIN) LTD.

CARATT. TECNICHE

	Mod. n.° 500	*Mod. n.° 600*
Punta zaffiro p. 78 giri (verde)	0,0025 poll. rad.	0,0025 poll. rad.
Punta zaffiro o diam.!e p. micros.° (rossa)	0,00 poll. rad	0,00 poll. rad.
Pressione normale	7 grammi	7 grammi
Massa effett. alla punta	3,5 mmgr.	2 mmgr.
Uscita media	3/2 mV p. cm/sec.	3/2 mV p. cm/sec.
Resistenza alla c.c.	1 Kohm	1 Kohm
Impedenza	3800 Ohm	5400 Ohm
Risposta	sostanzialmente lineare fra 20 e 20.000 Hz.	lineare tra 20 e 21.000 Hz. ±.2 dB

ANDEL

IL PARERE DI ESPERTI DI RINOMANZA MONDIALE:
HILARY DUNN su "RECORD REVIEW" scrive sulla cartuccia n° 500:
"LA MIGLIORE CARTUCCIA SUL MERCATO A PREZZO ACCESSIBILE..
P. WILSON su "THE GRAMMOPHONE" definisce la cartuccia n° 600:
"UNO STRUMENTO DI PRECISIONE E SENSIBILITA' SCIENTIFICA... COME NESSUN ALTRO
COSI VICINO ALLA PERFEZIONE..."

Mod. **T.R.1**
PER DISCHI FINO A 12"

CARATTERISTICHE TECNICHE

- Costruiti sul principio del bilanciamento contrappeso, senza l'uso di molle, con tutti i movimenti montati su sfere, consentono una perfetta riproduzione anche con dischi eccentrici o contorti.
- La pressione della punta, indicata in grammi su scala calibrata, è regolabile rapidamente ed esattamente per mezzo di un peso scorrevole

BRACCI PROFESSIONALI

Mod. **T.R.2**
PER DISCHI FINO A 16"

DIMENSIONI

	MOD. TR. 1	MOD. TR. 2
Lunghezza max del braccio	mm. 292	mm. 393,5
Lunghezza di fissaggio (dal perno del piatto girevole al centro del piedestallo)	mm. 222	mm. 317,5
Altezza max dal piano del motore	mm. 89	mm. 89
Lunghezza dal centro del piedestallo alla puntina	mm. 233	mm. 328,5
Elevazione angolare	gradi 19,5	gradi 16,5
Arco di spostamento lineare	mm. 82,5	mm. 96,5

ACCESSORI

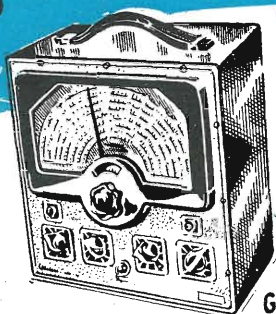
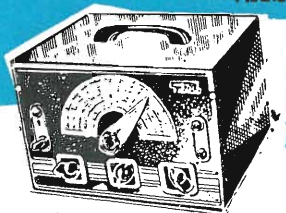
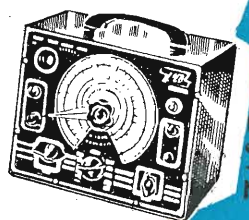
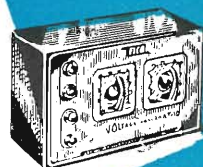
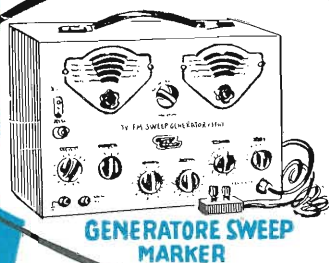
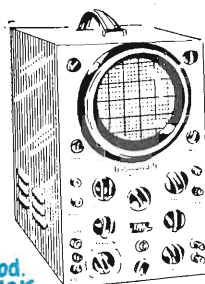
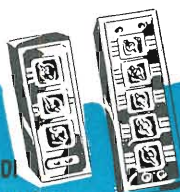
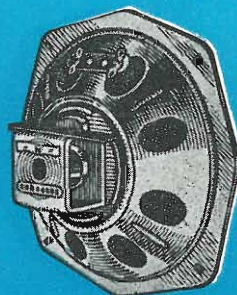
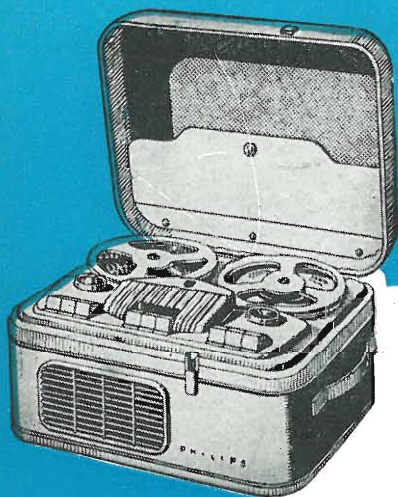
MOD. STB. 1
BILANC. CALIB. PER PICK-UP

MOD. CP. 3
SPAZZOLINO PER DISCHI E PUNTINE

DISTRIBUTORI ESCLUSIVI PER L'ITALIA:

PASINI & ROSSI - GENOVA

VIA SS. GIACOMO E FILIPPO, 31 - TEL. 83465 - TELEG. PASIROSSI
MILANO: VIA ANTONIO DA RECANATE, 4 TEL. 278855

OSCILLOSCOPIO 5" Mod. 425K
GENERATORE DI SEGNALI B.F. onda quadra e sinusoidale Mod. 377K
OSCILLOSCOPIO 7" Mod. 470K
Mod. 315K GENERATORE DI SEGNALI RF (tipo lusso)
PROVATUBI R.C. Mod. 630 K
Mod. 145 K
ANALIZZATORE A ELETTROSONDA RETTIFICATRICE
Radiotecnici!
EICO...nomizzate...
... Costruitevi gli strumenti con grande risparmio
PONTE DI MISURA R.C. e COMPARA-TORE R.C.L. Mod. 950 K
PROVAVALVOLE Mod. 625 K
LA SERIE D'ORO DEL SERVIZIO TV!
CALIBRATORE DI TENSIONE Mod. 495 K
Mod. 368 K
GENERATORE SWEEP MARKER
Mod. 232K
VOLTMETRO ELETTRON.CO
Mod. 460 K
OSCILLOSCOPIO 5" A LARGA BANDA 0-45 MHZ
GENERATORE DI SEGNALI RF
Mod. 324K
Mod. 388K
VOLTMETRO ELETTRONICO Mod. 221K
Scatole di montaggio e strumenti montati
EICO ELECTRONIC INSTRUMENT CO. NEW YORK
COMMUTATORE ELETTRONICO
Mod. 944 K
PROVA TRAST. EAT E GIOGO DEFLESS.
SCATOLA A DECADI DI CONDENS. Mod. 1180K
Mod. 1171 K SCATOLA A DECADI DI RESIST.
ELETTROSONDE
SCATOLA SOSTIT.NE RESISTENZE Mod. 1100 K
GENERATORE DI BARRE Mod. 352 K
Distributori esclusivi per l'Italia:
PASINI & ROSSI GENOVA
VIA SS. GIACOMO E FILIPPO, 31 - TELEF. 83'465 - TELEG. PASIROSSI
MILANO: VIA ANTONIO DA RECANATE, 4 - TELEF. 278'855

Per i costruttori

Per i radioriparatori

Per gli amatori

Per i rivenditori

e per tutti i tecnici

MELCHIONI S. p. A.

dispone di un vastissimo assortimento di parti staccate, valvole, cinescopi, e strumenti di misura, registratori, amplificatori, minuterie ecc.

Nel grande Magazzeno di MILANO
VIA FRIULI 16/18 - Telefono 58 58 93

La più grande ed aggiornata scelta di tutti i componenti elettronici

Vendita anche per corrispondenza su ordinazioni con Catalogo.

Richiedete a mezzo dell'unito modulo il CATALOGO GENERALE e Listini che vi saranno inviati **gratuitamente**

Spett Ditta MELCHIONI **ATV**

Via Friuli 16/18 - MILANO

Vi prego di volermi inviare il Vs/ Catalogo Generale illustrante i Vs/ prodotti.

COGNOME .... NOME ....

VIA .... N ...... CITTÀ ....

Geloso

PREAMPLIFICATORE MISCELATORE G 290-A

PREAMPLIFICATORE MICROFONICO A 5 CANALI D'ENTRATA INDIPENDENTEMENTE REGOLABILI E MISCELABILI ALIMENTAZIONE INDIPENDENTE A TENSIONE ALTERNATA

MISURATORE DEL LIVELLO BF FACOLTATIVAMENTE INSERIBILE IN OGNUNO DEI DIVERSI CANALI D'ENTRATA E IN QUELLO D'USCITA

PER USI PROFESSIONALI, PER I GRANDI IMPIANTI DI AMPLIFICAZIONE, QUANDO OCCORRA MESCOLARE DIVERSI CANALI D'ENTRATA

Prezzo
L. 56.000
T.R. L. 220

ALTA FEDELTA'

Prezzo L. 71.000 - T.R. L. 385

G233-HF / G234-HF - COMPLESSO AMPLIFICATORE ALTA FEDELTÀ

POTENZA MASSIMA BF 15WATT CON DISTORSIONE INFERIORE ALL'1%.

5 canali d'entrata - Equalizzatore - Controllo indipendente delle frequenze alte e di quelle basse - 1 filtro taglia alti - 1 filtro taglia bassi - Uscita per linea a bassa impedenza (60 mV; 100 ohm) - Guadagno: entrata 1) = 66,5 dB; entrata 2) = 35,5 dB; entrata 3) = 38,5 dB; entrata 4) = 39,5 dB; entrata 5) = 66,5 dB - Risposta: lineare da 30 a 20.000 Hz ± 1 dB - Controllo della risposta: con filtro passa basso (taglio a 20 Hz); con filtro passa alto (taglio a 9000 Hz); con regolatori manuali delle frequenze alte e di quelle basse; equalizzatore per registrazioni fonografiche su dischi microsolco oppure a 78 giri - Intermodulazione tra 40 e 10.000 Hz: inferiore all'1%.

G232-HF - AMPLIFICATORE ALTA FEDELTA 20W

POTENZA MASSIMA 20 W CON DISTORSIONE INFERIORE ALL'1%.

Guadagno: micro 118,9 dB; fono 92,9 dB - Tensione di rumore: ronzio e fruscio 70 dB sotto uscita massima - Risposta alla frequenza: lineare da 30 a 20.000 Hz (± 1 dB) - Distorsione per la potenza d'uscita nominale: inferiore a 1% - Intermodulazione tra 40 e 10.000 Hz con rapporto tra i livelli 4/1: distorsione inferiore a 1% per un segnale il cui valore di cresta corrisponde a quello di un'onda sinusoidale che dà una potenza di uscita di 20 W. - Circuiti d'entrata: 2 canali micro (0,5 MΩ) - 1 canale pick-up commutabile su due entrate. Possibilità di miscelazione tra i tre canali. - Controlli: volume micro 1; volume micro 2; volume fono; controllo note alte; controllo note basse - Controllo frequenze: alte a 10 kHz da +15 a —26 dB; basse a 50 Hz da +15 a —25 dB.

Prezzo L. 63.200 - T.R. L. 385

GELOSO S.p.a. - viale Brenta, 29 - MILANO 808

HEWLETT - PACKARD (U.S.A.)

NUOVO! -hp- Voltmetro Numerico in c.c. mod. 405A

- **Completamente automatico.**
- **Applicate il potenziale ed avrete l'indicazione della polarità e le letture su scala numerica.**
- **Alimentazione in c.a., 115/230 V, 50/60 Hz, 180 W.**

Da 10 mV. a 1.000 V. — impedenza d'entrata 11 megaohm su tutte le portate — misura c.c. in presenza di c.a. — precisione ± 0,2% f.s. ± 1 conteggio — quattro scale 0,999/9,99/99,9/999 V, scelte automaticamente o manualmente — dà cinque letture al secondo fino ad una lettura ogni cinque secondi, comandate internamente od esternamente da impulso positivo di 20 V.

Il nuovo voltmetro numerico —hp— mod. 405A in c.c. può essere eventualmente accoppiato a registratori; la HEWLETT-PACKARD offre il suo mod. 561A ad uscita analogica, che stampa cinque conteggi al secondo.

NUOVO! Milliamperometro mod. 428A

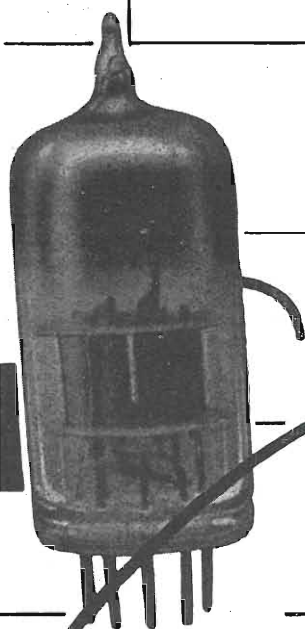
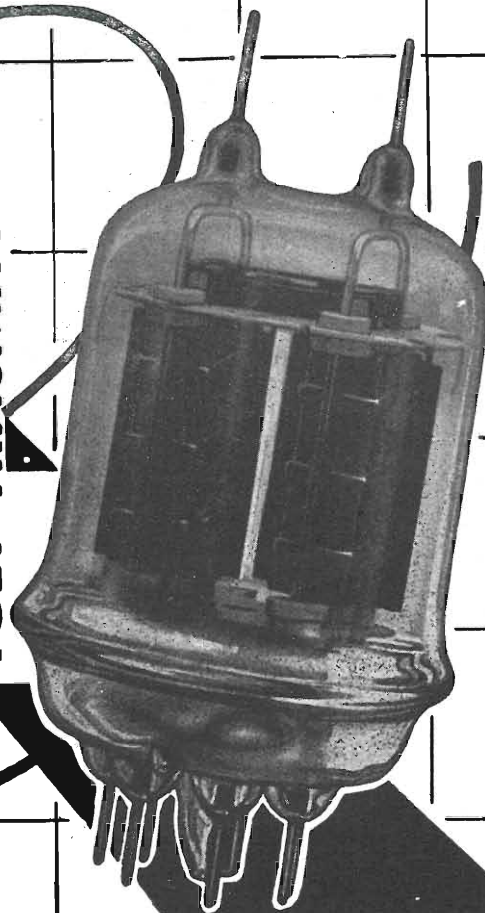
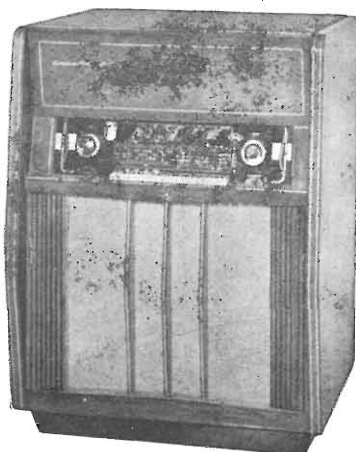
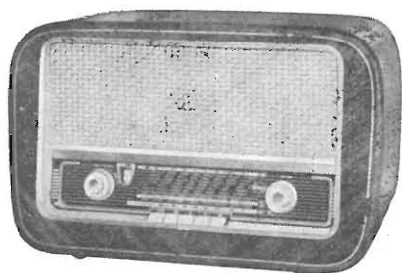
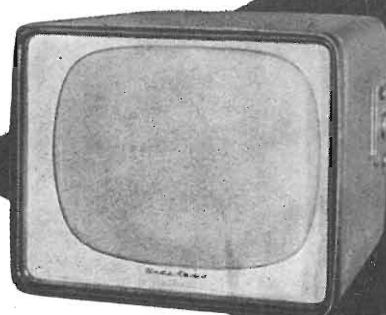
dalle caratteristiche rivoluzionarie!

La HEWLETT-PACKARD Co., secondo un principio tecnicamente elementare, ma di eccezionale eleganza, ha realizzato uno strumento che consente misure di correnti continue da 0,3 mA. ad 1 A., SENZA DOVER INTERROMPERE IL CIRCUITO SOTTO MISURA.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Campo di Corrente: da 0,3 mA. ad 1 A. in sei portate (3, 10, 30, 100, 300 mA.; 1 A.).
Precisione: ± 3% del fondo scala ± 0,1 mA. Gli errori includono l'effetto del campo magnetico terrestre.
Induttanza introdotta dal Probe: non carica ohmicamente il circuito sotto prova; introduce unicamnte una induttanza minore di 0,5 μH.
Alimentazione: 115/230 V, ± 10%; 50 Hz; 100 W.
Tipi: da tavolo (mod. 428A), e da quadro (mod. 428AR).

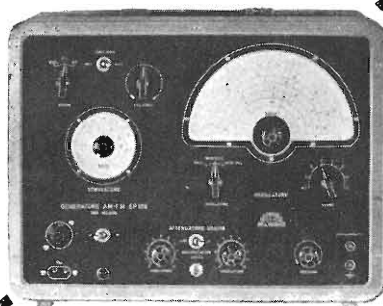
AGENTE ESCLUSIVO PER L'ITALIA: **Dott. Ing. M. VIANELLO**
Via L. Anelli, 13 - **MILANO** - Telef. 553.081 - 553.811

ELETTRONICA
D'AVANGUARDIA
TUBI RICEVENTI
TUBI TRASMITTENTI
MARCONI
ITALIANA
VIA CORSICA, 21 - GENOVA
AGENZIE DI VENDITA NELLE PRINCIPALI CITTÀ D'ITALIA

dal 1925

Unda

LIONELLO NAPOLI - MILANO

UFFICI VIALE UMBRIA, 80 TELEFONO 573.049 - OFFICINA - VIA BOVISASCA, 105 - 75 TELEFONO 970.303

GENERATORE AM-FM EP 109

STRUMENTI DI MISURA PER SERVIZIO RADIO E TV

Il generatore per AM-FM
ad un prezzo conveniente
per un perfetto allineamento

► **Vobulatore**

- Da 9,5 a 15 MHz e da 85 a 110 MHz
- Modulazione in frequenza da 0 a 1,5 MHz

► **Calibratore**

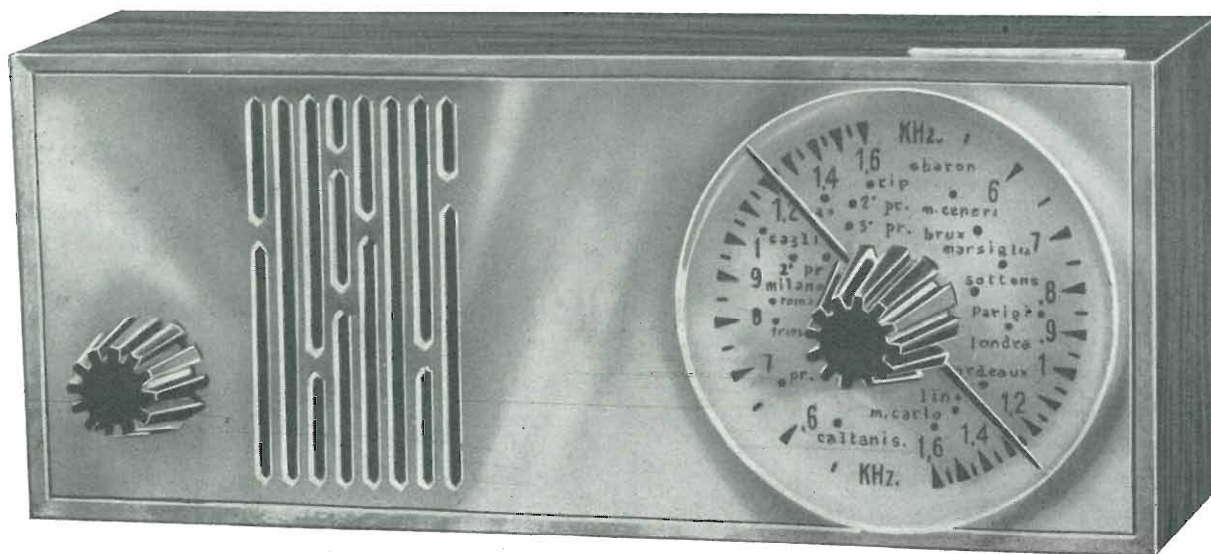
- Da 400 KHz a 110 MHz
- Modulazione d'ampiezza a 400 Hz - profondità 30%

Sono di nostra costruzione

OSCILLOSCOPI • VOLMETRI
GENERATORI TV • ANALIZZATORI
PROVAVALVOLE • GENERATORE B.F.

UNA apparecchi radioelettrici

VIA COLA DI RIENZO 53A Milano TELEFONI 47.40.60 - 47.41.05

una grossa novità

6 modelli di TELEVISORI

9 modelli di RADIORICEVITORI

VZ 608 T

Ricevitore a "transistor" di elevata potenza per onde medie. Alimentazione a pile incorporata, di grandissima autonomia e bassissimo costo - ferrit-antenna incorporata - mobile in legno nelle dimensioni cm. 30x12,5x8,5 - creazione estetica originale «Industrial Design». **E' l'apparecchio che vi può seguire come un libro per tutta la casa non avendo necessità di collegamenti elettrici esterni.**

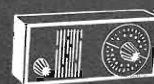
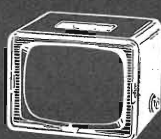
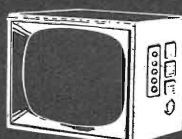
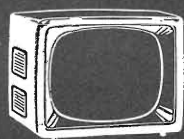
TVZ 2295/110

TVZ 2293 A

TVZ 1791

VZ 707 RF

VZ 607

VZ 406 FM

INCAR *radio - televisori - elettrodomestici*
VERCELLI - VIA PALAZZO DI CITTA', 5/R

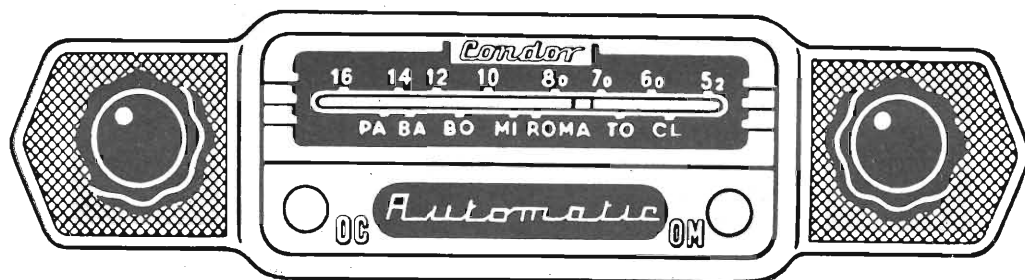
Condor

Automati

l'autoradio
a transistor
che

cerca

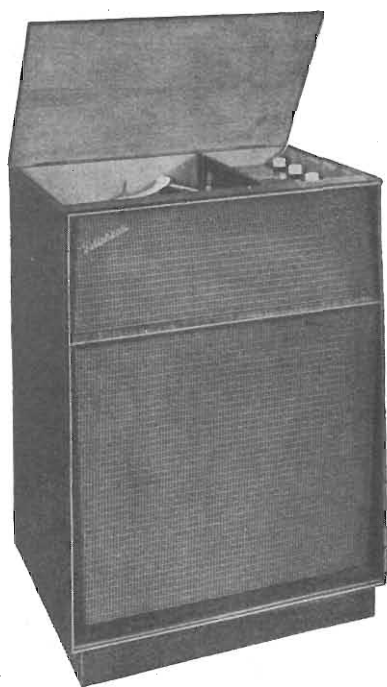
sceglie

sintonizza

le stazioni radio **da solo**

4 transistors
4 valvole
2 diodi

modelli per tutti i tipi di vettu
italiane

DOTT. ING. **G. GALLO** S. P. A. ELETTROMECCANICA *Condor*

MILANO
VIA U. BASSI, 23/A • TEL. 600.628 - 694.2

Melody-Stereo
(Radiofonografo)

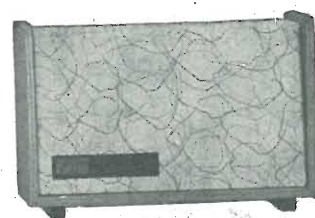
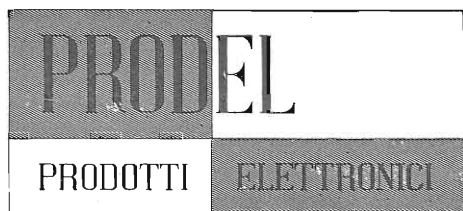
Riproduttore fonografico stereofonico ad alta fedeltà con sintonizzatore radio in Modulazione di Frequenza.

Festival-Stereo
(Radiofonografo)

I classici ed eleganti due mobili del nostro apparecchio FESTIVAL sono stati abilitati al « Festival Stereo » senza nulla perdere della grandiosa qualità di produzione.

PRODEL STEREOPHONIC

i nuovi modelli a suono stereofonico

La PRODEL, sempre all'avanguardia per ciò che riguarda la tecnica della riproduzione musicale, ha affrontato il problema della riproduzione stereofonica con criteri anticipatori e definitivi, realizzando una serie di modelli completamente nuovi i quali vanno ad integrare la nota serie di apparecchi « VERA ALTA FEDELTA' ».

Serenatella-Stereo
(Fono)

Riproduttore fonografico stereo in mobile portatile dotabile di gambette.

PRODEL S.p.A. milano
via aiaccio, 3 - telefono 745477

OSCILLOSCOPIO a Larga Banda Mod. 106

Le dimensioni del nuovissimo tubo R. C. DG7/5 hanno permesso la costruzione di questo strumento, per il peso e le dimensioni realmente portatile. - La moderna concezione del tubo DG7/5 consente a tutte le caratteristiche di uno strumento di analisi; il circuito è sviluppato per le più vaste esigenze di linearità, sensibilità, larghezza di banda passante.

GRID-DIP-METER Dod. 101

E' uno strumento fondamentale, paragonabile per l'importanza delle sue prestazioni a quelle del normale «tester». In molti casi l'uso del GRID - DIP - METER è l'unico mezzo per la razionale e rapida ricerca del guasto, e sempre il suo ausilio è prezioso per il giusto orientamento dell'operatore.

OSCILLOSCOPIO a Larga Banda Mod. 105

L'Oscilloscopio a Larga Banda Mod. 105 è il risultato di un lungo e metodico lavoro sperimentale teso alla realizzazione di uno strumento di analisi, di facile uso, prezzo modico, alta funzionalità. Gli amplificatori verticale e orizzontale, a stadi controfase con entrata compensata, assicurano linearità, integrità alla banda passante. Il tubo R. C. impiegato, di tipo nuovissimo, con elettrodo di post-accelerazione, consente una traccia di eccezionale finezza e luminosità.

GENERATORE SVEEP - MARKER Mod. 104

E' uno strumento studiato e realizzato per il servizio TV a domicilio. Le sue prestazioni coprono largamente le esigenze della normale periodica revisione del televisore; le sue dimensioni ridottissime e la solidità della costruzione rendono agevole e sicuro il trasporto.

GENERATORE SWEEP-MARKER Mod. 103

« E' una realizzazione compatta ad alto livello funzionale, con ampie prestazioni, sicuri controlli, vasta flessibilità d'impiego. Il Generatore Sweep, in due gamme, raggiunge senza difficoltà la profondità di modulazione di 20 mhz.
Marker in 6 gamme da 4-220 Mhz in fondamentale. Ogni sede di ogni strumento tarato punto per punto. Calibrazione del Marker con il segnale campione a 5,5 Mhz del Marker fisso controllato a cristallo di quarzo. Cancellazione e regolazione di fase del Blamking. Regolazione della fase del segnale per l'asse tempi dell'oscilloscopio ».

GENERATORE DI SEGNALI FM Mod. 107

E' superfluo soffermarsi sulla importanza oggi assunta dalla trasmissione radio a modulazione di frequenza. - Il procedimento di taratura visuale panoramica della curva di risposta, oltre alla più alta velocità di lavoro, è l'unico che consente di effettuare l'allineamento con facilità e sicurezza. L'allineamento perfetto del discriminatore è possibile solo osservando il suo funzionamento dinamico, in modo cioè che tutti i valori di tensione si susseguono a coppie eguali per ogni deviazione in più e in meno dal punto centrale.

IARE - TORINO - Via Madama Cristina, 95 - Tel. 682.935

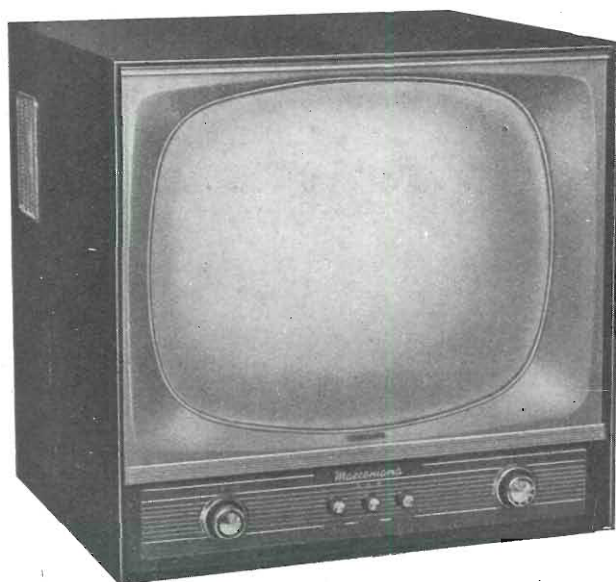
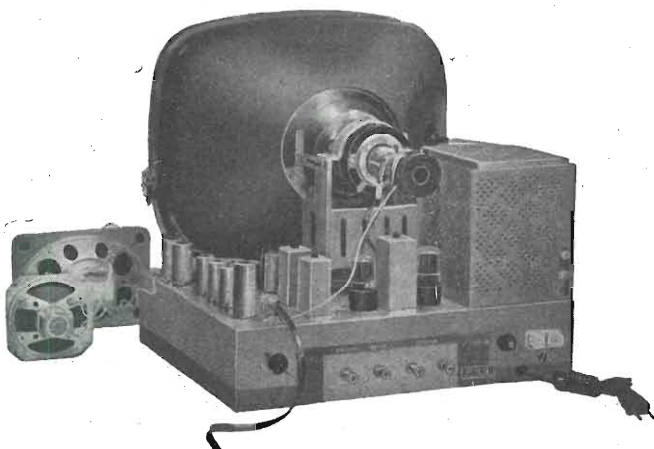
IMPIANTI APPARECCHIATURE RADIO ELETTRONICHE

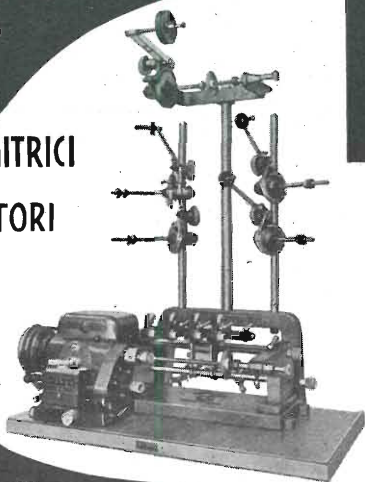
A. B. R. MARCONIANA

Via Taormina, 38
MILANO
Tel. 683447 - 602605

Scatole di Montaggio - Apparecchi montati con mobile o senza
Spedizioni in tutta Italia

Questo è l'interno dei nostri televisori

un montaggio solidissimo! un gioiello di costruzione!

Nuovissimi per
LINEA • FINEZZA • QUALITÀ

Scrivendoci verrà inviato GRATUITAMENTE il listino prezzi e cataloghi degli apparecchi e scatole montaggio - Specificare se radiotecnico, venditore, costruttore o radioamatore - La scatola di montaggio può essere richiesta in più pacchi - Telaietti gruppo cascode 12 canali, e tutti gli altri componenti vengono spediti già tarati - Alla scatola di montaggio è annesso GRATUITAMENTE, oltre agli schemi, descrizioni e piani di montaggio, una pubblicazione sui principii della Televisione, funzionamento dei circuiti ecc.

per zone libere cerchiamo rappresentanti

attenzione!

Si invitano i sigg. clienti a richiedere il nuovo listino N. 58 dove troveranno prezzi eccezionali per apparecchi AM-FM, a transistor, e Televisori al prezzo di un ricevitore radio.

Spett. Ditta (A)
STOCK-RADIO
Via Panfilo Castaldi, 20
MILANO

Prego inviarmi listino N. 58 e catalogo illustrato.

Cognome .... Nome ....

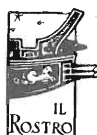
Via .... n. ..... Città ....

Weston Oscilloscope
SYNC. AMPL.
SWEEP RANGE
VERTICAL
HORIZONTAL
PHASE
Z-AXIS

12

DICEMBRE 1958

XXX ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietà . . . . **EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.**
Gerente . . . . **Alfonso Giovene**

Direzione, Redazione, Amministr. e Uffici Pubblicitari
VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » e la sezione « **televisione** » si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3500 più 70** (2% imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000 più 100.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Pag.

Editoriale

Moralità dei programmi TV, *A. Banfi* 529

Circuiti

Generatore di segnali standard per frequenze tra 16 kHz e 50 MHz in sette gamme, *F. Simonini* . . 542

Il cryotron, nuovo componente elettronico per circuiti contatori, *P. Nucci* 548

Sintonizzatore TV per onde decimetriche con due PC86, *G. Baldan* 560

Soluzione di problemi con termistori, *I. Macchiarini* 564

Transistori usati come adattatori di resistenze, *A.* . 569

Amplificatore ad alta fedeltà, Attenuatore per linea simmetrica a 300 ohm, A proposito degli amplificatori di potenza in controfase in classe B utilizzanti transistori, *P. Soati* 570

Filtri separatori per FM e TV, *A.* 572

Tecnica applicata

Considerazioni sui criteri di progettazione dei mobili per altoparlanti, *P. Cremaschi* 530

Applicazioni industriali delle ferriti magnetiche, *G. Clerici* 550

I diodi a giunzione al silicio, *I. Macchiarini* . . . 552

Evoluzione della realizzazione dei dispositivi a semiconduttori, *A.* 556

Rubriche fisse

A colloquio coi lettori, *A.*, *P. Soati* 570

Archivio schemi (Geloso, Philips, Siemens) 575, allegato

Atomi ed elettroni 551-559

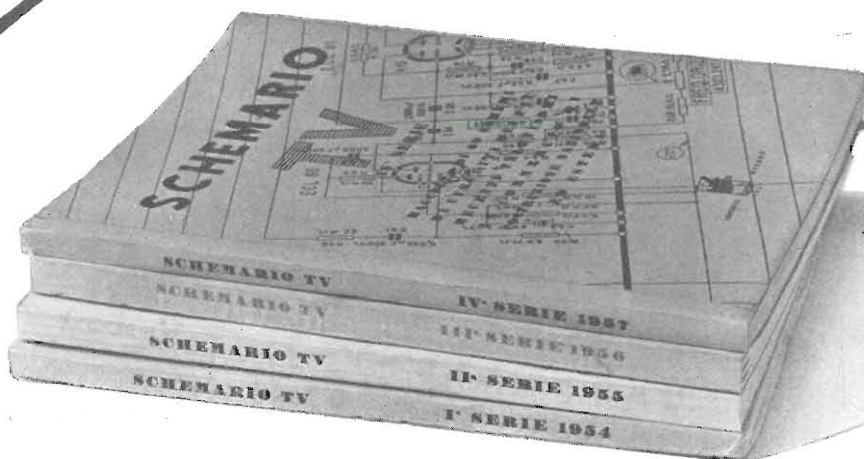
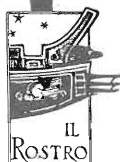
Notiziario industriale (General Radio Co., Philips) . 542

Rassegna della stampa, *G. Baldan*, *I. Macchiarini*, *A.* 560

Tubi e transistori 552

E' uscito il 6° Schemario TV

Formato aperto 43 x 31,5
Costo L. **2500**

Comprende 60 schemi circuitali nuovi, delle più note Case costruttrici italiane ed estere. E' la continuazione di una raccolta che non può mancare ai teleriparatori ed agli studiosi TV.

IL ROSTRO

E' in vendita presso la
Ed. il Rostro - Via Senato, 28 - Milano - Tel. 798.230 - 702.908

Abbonatevi

a l'antenna

Un altro anno di intenso e fecondo lavoro è trascorso.

In quest'anno, il primo del quarto decennio, « l'antenna » Rivista ha realmente funzionato come l'organo radiante omonimo, cioè ha portato in tutto il mondo il pensiero scientifico, l'informazione di tutti i nuovi ritrovati, delle applicazioni modernissime e delle rielaborazioni perfezionate di quelle già in atto, dell'elettronica in genere in tutti i suoi rami che vanno quotidianamente moltiplicandosi.

Non possiamo qui fornire le cifre relative ai numeri di schemi, di circuiti, di articoli strettamente scientifici, di quelli teorico-pratici, o solamente pratici, delle informazioni circa gli avvenimenti più recenti in campo radio, televisivo, fisico, atomico, ecc.

Da notare il successo della nuova rubrica « a colloquio coi lettori » ed altre rubriche non meno interessanti di prossima attuazione. Ogni categoria di lettore può trovare sul nostro periodico l'argomento che l'interessa. Così « l'antenna » è letta da ingegneri, laureati in fisica, da insegnanti, istruttori assistenti in scuole tecniche, radiotecnici, radiantisti, addetti al servizio e all'assistenza tecnica, amatori dell'elettroacustica, e radioamatori non tecnici, professionisti in genere che amano conoscere come marcia il progresso anche se privi di cultura tecnica. Ogni numero de « l'antenna », che si distingue per la sua inconfondibile presentazione, contiene 48 fitte pagine di scienza, e tecnica pratica, circa 48 pagine di elegante pubblicità che da sole costituiscono una eccellente fonte di informazione.

Se siete abbonati non tardate a rinnovare l'abbonamento. E' il più efficace mezzo per dimostrarci che apprezzate il nostro lavoro.

Se non lo siete, affrettatevi a inviarci la vostra adesione: risparmierete e avrete la certezza di ricevere puntualmente la Rivista a domicilio.

Un anno L. 3500 + 70 i.g.e. - Servitevi dell'unito modulo di c.c. postale.

A tutti coloro che richiederanno un abbonamento annuo od il rinnovo di quello già scaduto verrà inviato in omaggio una elegante e pratica cartella raccoglitrice dei 12 numeri annuali.

Abbonatevi

ad alta fedeltà

La valentia dei collaboratori tecnici, la perfetta organizzazione, la serietà degli intendimenti con cui fu concepito, non potevano lasciare dubbi sull'esito del nostro periodico. Tuttavia un'inconfessata ansietta ci faceva mormorare: « Si vedrà ».

Ora, al III anno di vita tutte le riserve espresse o no, si sono sciolte. Il successo della rivista è assicurato ed oltrepassa le proverbiali più rosee previsioni; sostituiamo il gelido « Si vedrà » con un eloquente « Si è visto », che dice tutto.

La riproduzione sonora ad alta fedeltà coinvolge l'intera elettroacustica e quindi la quantità degli argomenti che possono essere trattati è praticamente inesauribile temiamo quindi di inaridirci ripetendo sempre gli stessi motivi, ma accanto a molti di essi in continua evoluzione presenteremo trattazioni nuove di avvincenti novità. Basti ricordare la « stereofonia » ed il suo inevitabile sposalizio con l'alta fedeltà, fonte inesauribile di articoli tecnici sommamente interessanti.

La varietà e la attuailtà degli argomenti, comprese certe rubriche estrose, più uniche che rare, la semplicità e la chiarezza dell'esposizione, che rendono accessibile a chiunque i motivi più astrusi, l'aggiornamento della rubrica nuovi dischi, l'eleganza della presentazione artistica e tipografica ecc. garantiscono che le 250 lire di un numero sono bene spese.

Per evitare il cumulo di lavoro di fine anno per i rinnuovi degli abbonamenti scaduti, preghiamo i vecchi abbonati di affrettare l'invio dell'importo per il nuovo anno; ciò facendo ci dimostrerete la vostra simpatia per la Rivista. Se non siete abbonati, fatelo al più presto: risparmierete e sarete certi di ricevere puntualmente la Rivista al vostro domicilio.

PER UN ANNO L. 2500 + 50 I.G.E. - SERVITEVI DELL'UNITO C.C. POSTALE.

A chi si abbonerà o rinnoverà l'abbonamento scaduto sarà inviato in omaggio un disco di musica attuale.

Moralità dei programmi TV

Continuamente affiorano le discussioni ed i giudizi di reazione di telespettatori di varie tendenze sulla moralità degli spettacoli teletrasmessi, anche in relazione ai più o meno opportuni interventi della censura preventiva.

Si leggono disquisizioni sulla « pericolosità latente » nei riguardi delle menti giovani, di uno spettacolo definito « conturbante » od « eccitante » o comunque non casto, ed assistiamo talvolta ad esibizioni sui nostri schermi TV di attrici riboccanti di « sex appeal » ma con costumi e movenze castigatissimi.

Ma non è mia intenzione (anche perchè non ne avrei nè l'autorità nè la competenza professionale e tutto si ridurrebbe quindi ad un puro parere personale di valore relativo) discutere qui questo scottante argomento, che è comunque dominato da un fondamentale presupposto che non deve essere mai dimenticato: la TV entra in tutte le case, quasi, e non ha tutte quelle limitazioni od esclusioni più o meno operanti ma nondimeno praticamente esistenti, quali posseggono il cinema, il teatro o qualsiasi spettacolo il cui pubblico può venire convenientemente selezionato. Desidero invece tornare oggi in altro argomento di moralità della TV, sotto certi aspetti sociali ben più importante di quello poc'anzi accennato e dai più ignorato o meglio sottovalutato nella sua influenza sulle menti giovani in via di educazione.

Voglio esplicitamente riferirmi ai programmi di « telequiz » o « giuochi » a premio ove sono in giuoco forti somme di danaro. Da tali trasmissioni si può constatare come, con un briciolo di fortuna e con pochissima fatica si possono intascare fior di milioni (o centinaia di migliaia di lire) con la massima disinvoltura. E' uno schiaffo morale ed un'umiliazione profonda che si infliggono a chi è abituato a considerare ed a credere che il sacrosanto lavoro onesto possa costituire l'unica fonte di guadagno per una dignitosa esistenza. Ed infatti quelle esibizioni plateali di danaro guadagnato con tanta facilità da individui sconosciuti, per lo più di limitatissima istruzione e levatura, il cui unico merito è quello di sapere ricordare o i titoli di canzonette, o le vicende di un romanzo, o il numero di punti segnati dal tale o tal'altro campione sportivo e così via, ingenera il profondo desiderio di realizzare con questo facile e seducente mezzo quel danaro, anzi molto più di quel danaro, ricavato faticosamente da un sudato lavoro.

E questa diffusa tendenza è confermata dall'ingente numero di domande presentate da esperti concorrenti ai vari giuochi a premio della RAI.

E' ormai diffusa la persuasione in certi ceti di persone, che il concorrente ai tali giuochi della RAI rappresenti un possibile e non difficile mezzo di fare soldi in evasione ad una prospettiva di duro e modesto lavoro.

Se si aggiunge poi, che date le forti somme in giuoco, si ingenera sempre il sospetto di possibili trucchi e imbrogli o favoritismi (cosa già purtroppo verificatasi, in qualche telequiz di risonanza mondiale) non ci si può esimere dal condannare tale tipo di programma che solletica gli istinti meno nobili di una certa massa di telespettatori.

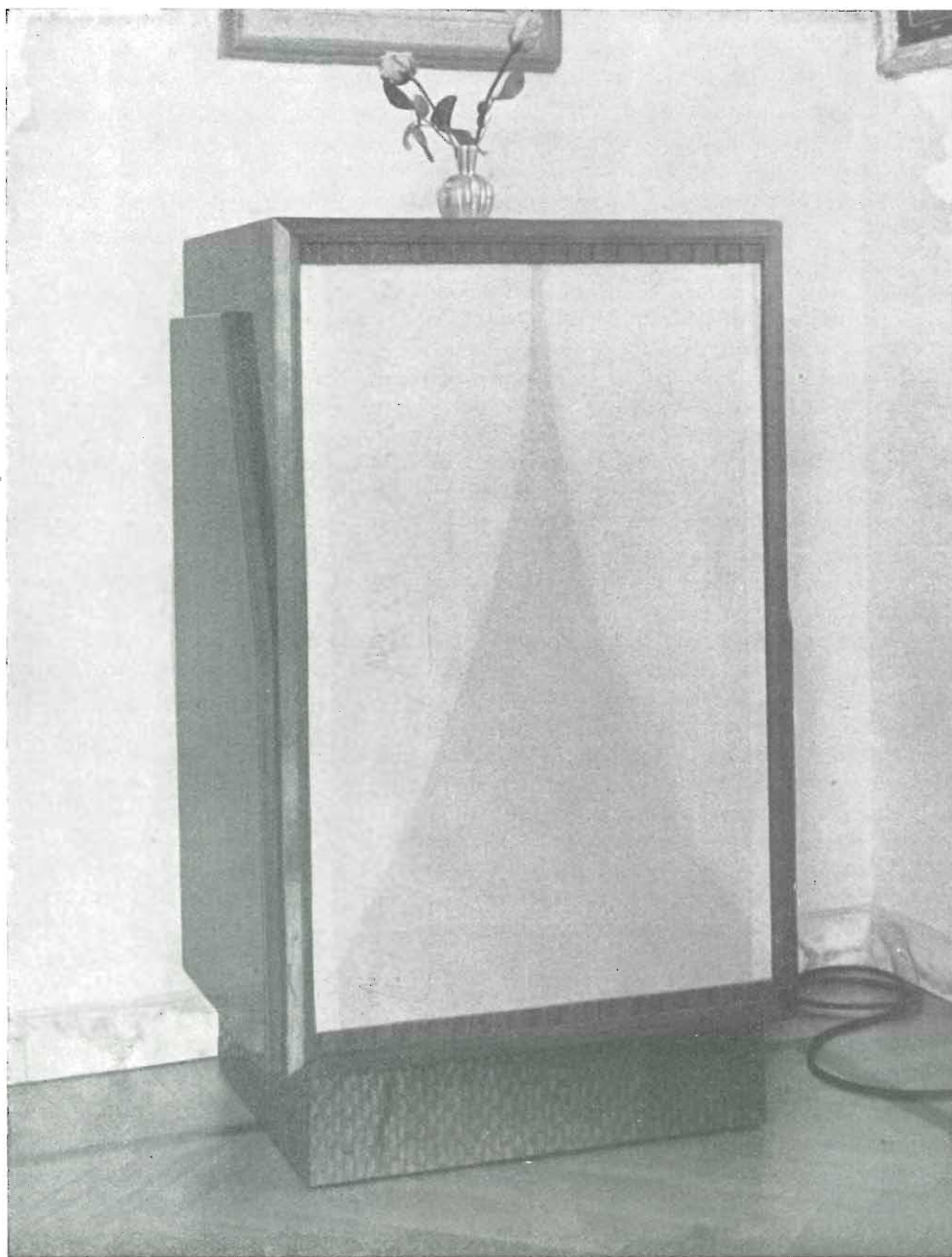
Non condannare il giuoco in se stesso però, che può sempre costituire lo spunto di trasmissioni divertenti e talvolta anche educative, ma il suo profilo di lucro smodato ed immorale contrastante coi canoni sempre aurei di una esistenza cristiana basata sulla valorizzazione dell'onesto lavoro.

Questi concetti di sana morale della vita hanno infatti guidato la mano dei vari dirigenti di Società televisive straniere che in certi casi, come in Inghilterra, hanno sempre limitato a modeste proporzioni i premi distribuiti, ed in altri casi, come in America, hanno deciso di ridurre i vistosissimi

(il testo segue a pag. 574)

PRINCIPI DI FUNZIONAMENTO E CRITERI DI PROGETTAZIONE

Considerazioni sui Criteri di Progettazione dei Mobili per Altoparlanti

dott. ing. Pierantonio Cremaschi

Tra i vari, innumerevoli tipi di mobili acustici per altoparlanti ha avuto un certo successo questo, dovuto a John E. Karlson. Esso presenta una linea abbastanza elegante e si presta a elaborazioni di una certa ricercatezza, come quella qui raffigurata. Tecnicamente il mobile di Karlson è progettato per montare altoparlanti coassiali o, comunque, altoparlanti a larga banda di risposta, quali, ad esempio, i modelli più noti delle case Jansen, Altec, Stephens, Wharfedale, Hartley, Stromberg-Carlson, University, Electro-Voice, Aulos, ecc. Particolare caratteristica di questo mobile è l'apertura, che qui si intravvede sotto la tela di protezione, a forma di tromba esponenziale diretta verso il basso. (*foto* «l'antenna»)

MOLTO È STATO DETTO e scritto sui mobili per altoparlanti. Quali siano le caratteristiche che questi mobili devono avere in modo da soddisfare l'ascoltatore appassionato di alta fedeltà non è ben noto, e purtroppo, non è possibile fornire dei valori quantitativi che possono avere un carattere generale. In questo articolo il lettore non speri di trovare delle regole con le quali costruire dei mobili per altoparlanti tali da permettergli di realizzare delle ottime riproduzioni ad alta fedeltà. Verranno invece trattati i procedimenti da seguire per poter ottenere dai mobili determinate caratteristiche che, in generale, sono riassunte in una determinata curva di risposta alle frequenze.

1. - GENERALITÀ.

Il progettista di impianti di riproduzione sonora ad alta fedeltà dovrà in primo luogo conoscere qual'è il risultato finale che vuole ottenere e cioè qual'è la risposta alle frequenze

DEI COMPONENTI PER IMPIANTI AD ALTA FEDELTÀ

La progettazione dei mobili acustici per altoparlanti è particolarmente difficile, in quanto, purtroppo, non è possibile fornire dati quantitativi di carattere generale, e in quanto i risultati sono, almeno entro ampi limiti, assai soggettivi. L'A. si limita ad esporre con sufficiente chiarezza i principi fisici che governano il funzionamento ed illustra i procedimenti pratici di calcolo dei vari tipi di mobili o di montaggi atti ad ottenere i risultati migliori.

che tutto il complesso, giradischi o riproduttore, amplificatore, altoparlante, mobile, deve avere. La determinazione di questa curva di risposta dipende in primo luogo dai gusti del costruttore il quale deve cercare di interpretare quelli, certamente assai mutevoli e complessi, dei futuri « utenti » dei suoi impianti. Si ricordi che « curva di risposta » implica non solo una più o meno grande attenuazione od esaltazione delle frequenze basse e alte, come generalmente per gli amplificatori, ma anche tutto quanto concerne l'andamento di questa curva di risposta, che risulterà alla fine, dalle orecchie dell'ascoltatore, non più una curva ad andamento continuo e pressochè lineare, bensì una successione di picchi e e di avvallamenti con ondulazioni e cuspidi. Con linguaggio matematico si direbbe che una curva di questo genere non ha una derivata unica in tutti i punti, presenta cioè delle discontinuità. In figura 1 è riportata la curva di risposta di un amplificatore; si osservi l'andamento continuo, se si facesse un grafico della derivata prima, vale a dire della tangente dell'angolo che la retta tangente alla curva forma con l'asse delle ascisse, si avrebbe pure una curva ad andamento continuo. In figura 2 è riportata invece la curva di risposta che si ottiene alimentando un altoparlante con una tensione costante al variare delle frequenze e misurando con un « misuratore di livello sonoro », comunemente ma impropriamente chiamato fonometro, le variazioni in dB della potenza sonora al variare della frequenza. La curva riportata in figura 2 si riferisce ad un altoparlante montato in un mobile che tende a rendere lineare la curva di risposta alle frequenze. Se la curva di risposta fosse stata rilevata con l'altoparlante in aria libera, senza mobile o montaggio qualsiasi, si sarebbe ottenuta una curva di risposta assai più frastagliata, con picchi di notevole intensità.

È da ricordare che mediante il mobile od un opportuno montaggio dell'altoparlante o degli altoparlanti, è possibile realizzare opportuni diagrammi di direttività nella diffusione della potenza sonora che sono assai importanti nella riproduzione sonora, specie nel caso di auditorii. Nel caso delle riproduzioni sonore domestiche, nelle quali l'ascoltatore si trova in generale a pochi metri dagli altoparlanti, i diagrammi di direttività hanno ovviamente un interesse minore.

Nel seguito si esporranno, speriamo con sufficiente chiarezza per almeno molti lettori, i principi fisici che governano il funzionamento dei mobili o dei montaggi vari per altoparlanti e dei fenomeni che si verificano. Si illustreranno i procedimenti atti al calcolo dei vari tipi di modelli o montaggi in modo da ottenere da questi determinate caratteristiche. Mediante le caratteristiche degli altoparlanti impiegati e le caratteristiche del montaggio realizzato sarà possibile poi ottenere le caratteristiche complessive altoparlante-montaggio.

Fig. 1 - Andamento della curva di risposta alle frequenze di un amplificatore. Notare l'andamento continuo della curva.

una struttura di questo genere non è possibile, e quindi in pratica si è pensato di realizzare delle strutture equivalenti che permettano di neutralizzare l'effetto delle onde sonore emesse dalla parte posteriore del diaframma. Così si sono realizzati dei mobili chiusi rivestiti internamente di materiale acustico assorbente o anche aperti atti a convogliare queste onde sonore verso regioni dell'ambiente nelle quali non abbiano ad incontrarsi con le onde sonore provenienti dalla parte anteriore dell'altoparlante.

È senza dubbio intuitivo che l'interazione fra le onde sonore provenienti dal retro e quelle provenienti dal davanti di un altoparlante possano dar luogo a delle variazioni, certamente non desiderabili, della pressione sonora alle varie frequenze e nei vari punti dell'ambiente nel quale vengono emesse le onde sonore. Al fine di meglio comprendere in che cosa con-

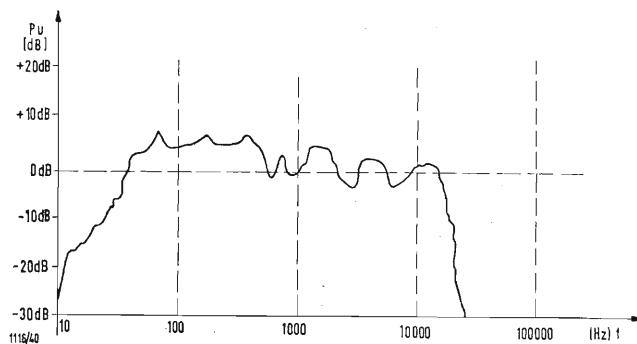



Fig. 2 - Andamento qualitativo della curva di risposta alle frequenze di un altoparlante montato in un mobile opportunamente studiato. Notare l'andamento discontinuo, frastagliato, della curva.

2. - BAFFLE O MOBILE EQUIVALENTE.

È noto che per baffle si intende una struttura qualsiasi atta a separare le onde irradiate da un altoparlante verso la parte anteriore da quelle irradiate dall'altoparlante verso la parte posteriore. Al fine di realizzare perfettamente questa separazione, sarebbe necessario un piano di dimensioni infinite, perfettamente isolante per quanto riguarda la propagazione delle onde sonore. Ovviamente la realizzazione costruttiva di

sistono queste interazioni si considerino due sorgenti sonore puntiformi, poste ad una distanza a fra di loro ed irradianti onde sonore sfasate fra loro di 180°, vale a dire come quelle che provengono dalla parte posteriore e dalla parte anteriore dell'altoparlante. Un altoparlante posto in una camera anecoica, per quanto riguarda le onde sonore emesse, può essere considerato idealmente costituito dalle due sorgenti puntiformi sonore sopra menzionate. In figura 14 sono riportate le due sorgenti sonore puntiformi ed un punto A definito

dalle coordinate r e φ. Come ben noto, la pressione sonora in A è data da un vettore diretto come la congiungente A ed il punto di mezzo delle due sorgenti puntiformi e avente per modulo:

$$| p | = 3,7 \frac{f^2 v_o^2 a}{r_c} \cos \varphi;$$

dove:

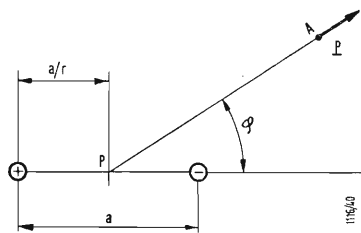



Fig. 3. - Sorgenti puntiformi di onde sonore equivalenti ad un altoparlante posto in una camera anecoica.

$| p |$ modulo del vettore rappresentante la pressione sonora A, in newton/m^2;

f frequenza dell'onda sonora emessa, in Hz;

v_o velocità del volume d'aria emesso dalle sorgenti puntiformi, in m^3/sec;

a distanza fra le due sorgenti puntiformi, in mm;

r distanza fra A e P, punto mediano fra le due sorgenti puntiformi, in mm;

c velocità del suono nell'aria (345 m/sec in condizioni normali);

φ coordinata angolare che definisce la direzione di r, in radianti (vedi figura 3).

Dalla formula precedentemente riportata si ha che la pressione sonora aumenta di 12 dB, cioè di 4 volte, per ogni ottava, cioè per ogni raddoppio della frequenza. Questo porterebbe ovviamente ad una curva di risposta alle frequenze difficilmente equalizzabile. Quanto sopra riportato si verifica in una camera anecoica, mentre in un ambiente normale dove si svolgono le riproduzioni sonore, i fenomeni di propagazione risultano assai più complessi in quanto le onde sonore, sia emesse anteriormente che posteriormente, vengono riflesse e rifratte dalle pareti e da quanto contenuto negli ambienti stessi, mobili, tende ed oggetti vari. Ne conseguono complesse interazioni del tutto non concordabili con una uniforme propagazione delle onde sonore tale da permettere ai vari ascoltatori, situati in vari punti dell'ambiente, una perfetta audizione.

Un altoparlante montato in un « baffle » piano, avente dimensioni limitate, è ancora equivalente alle sorgenti puntiformi di figura 3 fino a quando la lunghezza d'onda emessa è inferiore al doppio della più piccola dimensione del « baffle ». A 50 Hz la lunghezza d'onda è di circa 7 m e quindi la dimensione minima non dovrebbe essere inferiore ai 3,5 m. Strutture così grosse sono ovviamente da escludersi in impianti ad alta fedeltà di uso domestico ed anche per locali pubblici, cinema e teatri. È inoltre da osservare che un « baffle » piano ha un diagramma di direttività poco desiderabile in quanto nel piano del « baffle », o poco lontano da questo, la pressione sonora è quasi nulla o non percepibile dalle nostre orecchie.

Date le sopra riportate difficoltà, si è pensato di realizzare dei mobili aperti sul retro in modo da diminuire le dimensioni del « baffle » a pari caratteristiche di questo. Molti apparecchi radio domestici e televisori sono di questo tipo. Un mobile aperto sul retro è equivalente ad un « baffle » piano nel quale il cammino da percorrere per andare dal retro dell'altoparlante al davanti, senza attraversare le pareti del mobile o il baffle, sia uguale in tutte le direzioni a quello analogo del mobile piano. In figura 4 è riportato lo schema di un mobile aperto sul retro e il baffle equivalente (non nelle medesime scale per ragioni di spazio). È tratteggiato nella sezione AA il cammino sopra menzionato per quanto riguarda il mobile e nella sezione BB per quanto riguarda il baffle piano. Un difetto assai grave dei mobili aperti sul retro è che alla frequenza per la quale la profondità del mobile è circa uguale ad 1/4 della lunghezza dell'onda emessa dall'altoparlante, il mobile funziona come un tubo risonante e la potenza irradiata posteriormente aumenta in modo notevole.

Un sistema atto a fornire ottimi risultati e che permette di realizzare una quasi perfetta eliminazione delle onde sonore emesse posteriormente dall'altoparlante è quello di chiudere in un piccolo ambiente queste onde e di assorbirle in apposito materiale. Si è così realizzato il mobile completamente chiuso riportato in vista ed in sezione nella figura 5. È necessario prevedere delle fessure nel mobile in modo che la pressione nell'interno del mobile sia uguale a quella atmosferica esterna in assenza di segnale.

Lo studio del comportamento dell'altoparlante funzionante nell'interno del mobile si esegue mediante il circuito equivalente elettrico nel quale al posto della tensione si ha la pressione sonora ed al posto della corrente la velocità del volume d'aria messo in movimento dall'azione delle onde sonore. Per quanto già detto nel precedente articolo nel quale si sono riportati i vari circuiti equivalenti dell'altoparlante funzionante in aria libera, il circuito equivalente può essere usato solamente quando il diaframma vibra come un tutto unico, cioè solo per la gamma inferiore di frequenze. In figura 3 è riportato il circuito equivalente completo di un altopar-

Fig. 4 - Mobile aperto sul retro, equivalente ad un « baffle » piano, tale che, in tutte le direzioni il cammino (tratteggiato) per andare dal retro al fronte dell'altoparlante, sia uguale. Le scale per i due disegni non sono ovviamente uguali.

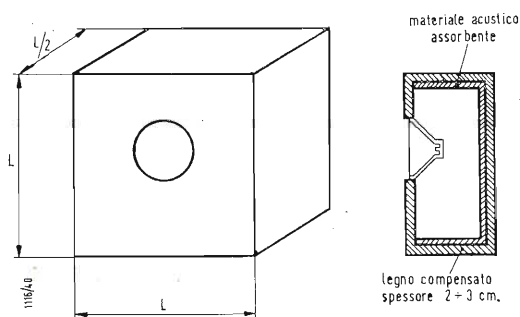



Fig. 5 - Mobile per altoparlante completamente chiuso. Permette di assorbire le onde sonore emesse dalla parte posteriore dell'altoparlante.

lante montato in mobile chiuso. Si osservi che fra le varie resistenze quella che ha maggior valore è quella della parte elettrica del circuito equivalente di figura 6 e cioè:

$$R_{el} = \frac{B^2 l^2}{(R_g + R_b) S^2_d} .$$

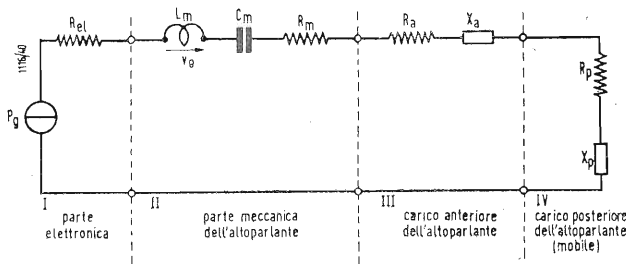



Fig. 6 - Circuito elettrico equivalente di un altoparlante montato in un mobile chiuso e collegato ai morsetti d'uscita di un amplificatore. In circuiti elettrici equivalenti, come questo a sistemi acustici, la tensione elettrica viene sostituita con la pressione esercitata dal diaframma dell'altoparlante sull'aria, e la corrente elettrica viene sostituita dalla velocità del volume d'aria messa in movimento dall'onda sonora.

Questo significa che se si vuole avere un circuito equivalente con una resistenza molto alta, al fine di smorzare rapidamente le vibrazioni transitorie, è sufficiente che la resistenza complessiva $(R_g + R_b)$ sia molto piccola e quindi che

$$\frac{B^2 l^2}{(R_g + R_b) S^2_d}$$ sia molto grande. Questo si può realizzare

collegando l'altoparlante all'uscita di amplificatori aventi una resistenza interna d'uscita, cioè R_g molto bassa. La resistenza della bobina mobile dovrà pure essere molto bassa ma, in generale, è facile realizzare avvolgimenti costituenti la bobina mobile, di bassa resistenza. Naturalmente elevati valori di flusso magnetico nel traferro, elevate lunghezze del conduttore che costituisce la bobina mobile, (in contraddizione con una bassa resistenza) grandi superfici effettive del diaframma dell'altoparlante, potranno anche rendere più rapido lo smorzamento dei transitori della pressione sonora.

Si riportano nel seguito i simboli con i significati riportati nella figura 6.

Parte I: elettronica

P_g pressione sonora prodotta dalla tensione interna e_g del generatore ideale di tensione del circuito equivalente elettrico dell'amplificatore. La resistenza di questo circuito è data da $(R_g + R_b)$ e quindi la cor rente dà: $\frac{e_g}{R_g + R_b} = i_g$.

Come ben noto, la forza meccanica F_g agente sul diaframma dell'altoparlante, è data da:

$$F_g = B\, l\, i_g = Bl \frac{e_g}{R_g + R_b}$$

La pressione sonora si ottiene facilmente:

$$P_g = \frac{F_g}{S_d} ,$$

dove S_d è la superficie effettiva del diaframma.

Quindi con facili sostituzioni si ha che:

$$P_g = \frac{e_g B\, l}{(R_g + R_b) S_d}$$

Essendo il rapporto della trasformazione dato da, $\frac{B\, l}{S_d}$, la resistenza elettrica equivalente R_{el} vale:

$$R_{el} = \frac{B^2 l^2}{(R_g + R_b) S_d^2}$$

Si osserva che la resistenza del circuito elettrico è costituita dalla resistenza interna dell'amplificatore R_g e dalla resistenza della bobina mobile R_b. Il valore R_{el}, sopra riportato, corrisponde al duale della resistenza $R_g + R_b$ opportunamente trasformata per passare dal circuito elettrico propriamente detto nel quale circola la corrente che circola nella bobina mobile dell'altoparlante, al circuito elettrico equivalente nel quale circola una grandezza non elettrica costituita da U_c, velocità del volume d'aria spostato dal diaframma nel suo movimento. Si ricorda che analogamente alla corrente elettrica, la tensione elettrica che si genera nell'interno dell'amplificatore, come precedentemente visto, si trasforma nella pressione esercitata dal diaframma nel suo movimento.

Parte II: meccanica.

Gli elementi costituenti questa parte sono stati ampiamente trattati nella parte di questi articoli che riguarda gli altoparlanti ad irradiazione diretta. Si ha una induttanza L_m, una capacità C_m ed una resistenza R_m; corrispondenti alla massa del diaframma e della bobina mobile, all'elasticità dei supporti che sostengono il diaframma e la bobina mobile e agli attriti meccanici.

Parte III: carico acustico anteriore dell'altoparlante.

L'impedenza di carico anteriore dell'altoparlante è dovuta alla presenza dell'aria ed è costituita da una resistenza e da una rettanza ambedue variabili con la frequenza. Lo studio del comportamento con la frequenza e con le dimensioni del diaframma di queste due componenti dell'impedenza, può essere fatto, con sufficiente approssimazione, ricorrendo ad un pistone piano vibrante equivalente al diaframma dell'altoparlante. Anche per questo studio si rimanda alle considerazioni fatte nella parte riguardante gli altoparlanti ad irradiazione diretta.

Parte IV: carico posteriore dell'altoparlante (mobile)

L'impedenza di carico posteriore dell'altoparlante è dovuta all'aria contenuta nel mobile chiuso. Nel seguito vengono riportate alcune espressioni atte al calcolo approssimato della componente resistiva di questa impedenza.

Per un mobile chiuso di medie dimensioni rispetto alle lunghezze d'onda, vale a dire quando la lunghezza d'onda più lunga è più grande di otto volte la dimensione più piccola del mobile, la reattanza è data da un induttanza in serie con una capacità. La capacità è data dal volume d'aria racchiuso nel mobile che, come un qualsiasi altro volume d'aria contenuto in un qualsiasi recipiente, è data da:

$$C_p = \frac{V}{\gamma\, p_o}$$

dove:

V volume del mobile chiuso;

γ rapporto fra i colori specifici a volume costante e a pressione costante. Per l'aria $\gamma = 1{,}4$.

p_o pressione atmosferica, ossia pressione dell'aria in assenza di onde sonore.

L'induttanza è invece data dalla seguente espressione

$$L = k \frac{\rho}{A} ;$$

dove:

k costante che dipende dal rapporto fra S_d e la superficie del lato del mobile su cui è montato l'altoparlante. Ad esempio quando questo rapporto è $= 0{,}1$ la costante è 0,8; per valori minori del rapporto sopra menzionato la costante tende a 0,9 e per valori maggiori scende rapidamente fino a circa 0,3 nel caso ipotetico di superficie effettiva del diaframma dell'altoparlante che ricopra completamente il lato stesso del mobile.

ρ densità dell'aria che, nel sistema MKS, è data da 1,18 kg/m³ per le condizioni normali di temperatura e di pressione.

A lunghezza della circonferenza racchiudente la superficie effettiva del diaframma S_d oppure, nel caso che il diaframma non sia di forma circolare, si considera una circonferenza equivalente la cui lunghezza è data da: $\sqrt{S_D \pi}$.

In conclusione la reattanza dell'impedenza di carico posteriore dell'altoparlante è data dalla seguente espressione:

$$X_{PA} = 2\pi f \frac{k\varrho}{A} \cdot \frac{1}{2\pi f} \frac{\gamma P_o}{V}$$

Per esempio si consideri un mobile chiuso a forma parallelepipeda come quello di figura 16 nel quale $L/2$ sia 30 cm, vale a dire $L = 60$ cm. L'espressione della reattanza sopra riportata è valida quando la lunghezza d'onda è maggiore di $L/2$. 8 cioè, di 2,40 m. Ad una lunghezza d'onda di 2,40 m corrisponde una frequenza di circa 140 Hz. Sotto questa frequenza, vale a dire per lunghezze d'onda superiori a 2.40 m, la formula sopra riportata può essere applicata con sufficiente approssimazione.

Per mobili più grossi non è possibile riportare delle espressioni atte al calcolo delle reattanze ma è necessario ricorrere a grafici che per brevità non vengono riportati in questo articolo. Anche per i mobili grossi la reattanza è costituita da una parte induttiva e da una parte capacitiva. In ogni caso esiste quindi una frequenza di risonanza per la quale la parte induttiva eguaglia la parte capacitiva. Per i mobili di piccole dimensioni, precedentemente trattati, la frequenza di risonanza si ha quando si verifica la seguente uguaglianza:

$$2\pi f \cdot \frac{k\,\varrho}{A} = \frac{I}{2\pi f} \cdot \frac{\gamma\, p_o}{V} ;$$

vale a dire quando:

$$f^2 = \frac{A}{k\,\varrho} \cdot \frac{1}{4\pi^2} \cdot \frac{\gamma\, p_o}{V}$$

$$f = \sqrt{\frac{A}{k\,\varrho} \frac{1}{4\pi^2} \frac{\gamma\, p_o}{V}}$$

Si consideri ad esempio il mobile chiuso di figura 16 con $L = 60$ cm. Il diametro effettivo del diaframma dell'altoparlante sia di circa 20 cm. La lunghezza della circonferenza che racchiude l'altoparlante è quindi di circa 62,8 cm = 0,628 m. Il coefficiente k, come precedentemente detto, varia con il rapporto fra l'area equivalente del diaframma = 318 cm², e l'area della faccia del mobile sul quale è montato l'altoparlante, data da 3600 cm². Il rapporto è dato da 0,08. Quindi il coefficiente k è dato da circa 0,8. La densità dell'aria, ammettendo di essere in condizioni normali, è, come già detto, 1,18 kg/m³; $\gamma = 1{,}4$ per l'aria. La pressione atmosferica, nel sistema MKS, è data da circa 10^5 newton/m². Il volume del mobile V è dato da: $60 \cdot 60 \cdot 30 = 178000$ cm² = 0,108 m³. Con i valori numerici precedentemente trovati è possibile calcolare la frequenza f per la quale la reattanza dell'impedenza di carico posteriore dell'altoparlante si annulla.

$$f^2 = \frac{0{,}628}{0{,}8 \cdot 1{,}18} \cdot \frac{1}{4\pi^2} \cdot \frac{1{,}4 \cdot 10^5}{0{,}108}$$

$$= 2200 \text{ Hz}^2;$$

$$= \sqrt{22000} = 148 \text{ Hz}.$$

Oltre questo valore la reattanza cresce notevolmente con la frequenza. I fenomeni risultano complessi in quanto il diaframma non vibra più come un tutto unico ma le vibrazioni dei vari punti di esso non sono più in fase fra loro. Se il mobile non viene opportunamente rivestito internamente di materiale acustico, al crescere della frequenza, la reattanza assume dei valori molto alti, tendenti asintoticamente all'infinito, con un andamento simile a quello riportato in figura 7. La trattazione analitica di questi fenomeni risulta estremamente complessa e non è stata ancora esaurientemente trattata da nessun autore. Al fine di ridurre questi alti valori di reattanza, che corrispondono a variazioni assai dannose dell'impedenza di carico posteriore dell'altoparlante, è necessario rivestire internamente il mobile con un matriale acustico assorbente. Queste variazioni porterebbero ad una

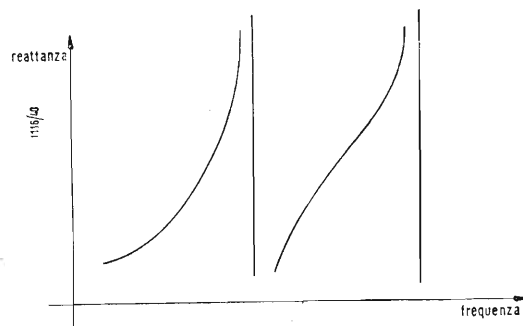



Fig. 7 - Andamento qualitativo della reattanza dell'impedenza di carico posteriore dell'altoparlante montato in un mobile chiuso, non rivestito internamente di materiale acustico assorbente. L'andamento riportato riguarda le alte frequenze.

potenza utile variabile, irradiata dalla parte posteriore dell'altoparlante. L'ideale sarebbe di misurare le frequenze per le quali la reattanza assume gli alti valori precedentemente accennati e quindi di scegliere un materiale acustico assorbente atto ad assorbire proprio queste frequenze. Lo spessore di questo strato, che sarà tanto maggiore quanto più grande è il mobile, varia, in generale, da 15 mm a 30 mm. Come norma generale è consigliabile che il volume totale occupato dal materiale acustico assorbente non superi il 10% del volume totale del mobile chiuso.

La resistenza dell'impedenza di carico posteriore dell'altoparlante, nel caso di mobile chiuso rivestito internamente di materiale assorbente, per frequenze basse corrispondenti pressapoco a quelle per le quali sono valide le espressioni, precedentemente riportate, per la reattanza è data dalla seguente espressione:

$$R = \frac{3\,A_M\,R_M}{4\pi^2 f^2 \dfrac{V^2}{\gamma^2\,p_o^2} R^2_M + 9\left(1 + \dfrac{V}{\gamma\,V_M} + \dfrac{V^2}{\gamma^2\,V^2_M}\right) A^2_M}$$

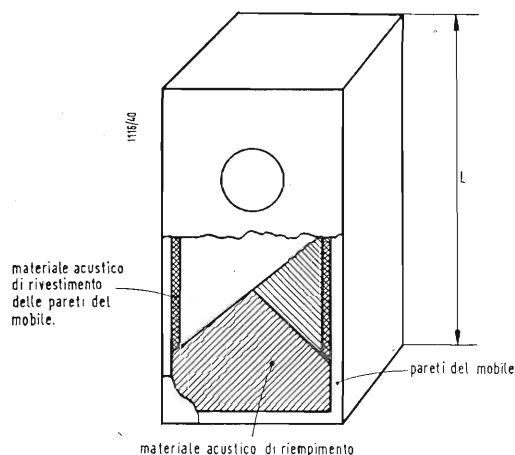



Fig. 8 - Esempio di mobile per altoparlanti completamente chiuso, rivestito internamente di materiale acustico assorbente e con un parziale riempimento di materiale acustico leggero, a forma di cono.

dove:

A_M superficie del materiale acustico assorbente.

R_M resistenza acustica del materiale acustico assorbente. Si ricorda che la resistenza acustica è data dal rapporto fra la caduta di pressione (corrispondente alla tensione) e la velocità (corrispondente alla corrente) dell'aria in un campione del materiale acustico considerato.

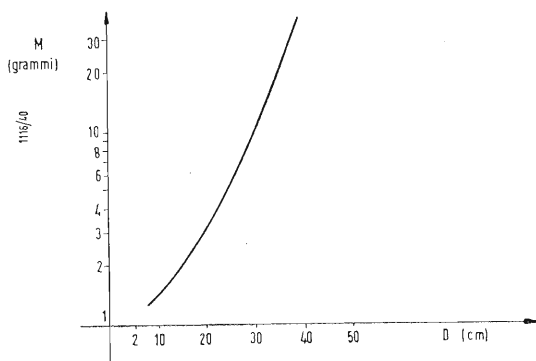



Fig. 9 - Andamento medio, per gli altoparlanti normali in commercio, della massa in grammi del diaframma con bobina mobile in funzione del diametro dell'altoparlante in centimetri.

V_M volume totale del materiale acustico.

L'espressione totale dell'impedenza di carico posteriore dell'altoparlante, per mobili chiusi di medie dimensioni, internamente rivestiti di materiale acustico è quindi data dalla seguente espressione:

$$Z_{PA} = R_{PA} + j\, X_{PA};$$

$$Z_{PA} = \frac{3\, A_M\, R_M}{4\pi^2 f^2 \dfrac{V^2}{\gamma^2 p^2_o} R^2_M + 9\left(1 + \dfrac{V}{\gamma\, V_M} + \dfrac{V^2}{\gamma^2\, V^2_M}\right) A^2_M} + j\left(2\pi f\, \frac{k\, \varrho}{A} - \frac{I}{2\pi f} \cdot \frac{\gamma P_l}{V}\right).$$

Nella deduzione delle espressioni precedentemente riportate, la propagazione delle onde sonore avviene prevalentemente nell'aria in quanto il mobile chiuso è nell'interno occupato quasi interamente dall'aria e solo in piccola parte dal materiale acustico assorbente. Come ben noto, la velocità del suono nell'aria è di 345 m/sec, in condizioni normali, e durante la propagazione del suono non si hanno scambi di calore fra le varie particelle dell'aria in quanto la velocità è talmente elevata che questi scambi non fanno in tempo ad avvenire. La propagazione del suono nell'aria, in queste condizioni, avviene per trasformazioni che vengono appunto chiamate adiabatiche. Alcuni ricercatori nel campo di questi mobili per altoparlanti, hanno pensato di riempire completamente di materiale acustico assorbente tutto il mobile chiuso. Il materiale usato è in generale materiale acustico molto leggero. La velocità del suono viene notevolmente ridotta e la propagazione del suono non avviene più con trasformazioni adiabatiche ma con trasformazioni isotermiche. Il valore del coefficiente γ diventa 1 in quanto le trasformazioni sono governate dalla ben nota legge della termodinamica che asserisce essere il prodotto della pressione per il volume una costante. Questo porta ad una diminuzione della reattanza come se si aumentassero le dimensioni del mobile. Un compromesso fra i due sistemi presenta certamente notevoli vantaggi in quanto permette di avere un andamento abbastanza costante della reattanza e dei valori di questa piuttosto bassi. In figura 8 è riportato uno schema di mobile in parte internamente riempito di materiale acustico assorbente, oltre al rivestimento con materiale assorbente delle pareti comune a tutti i mobili.

Dal circuito equivalente, riportato in figura 6, appare evidente che, data la presenza della reattanza nell'impedenza corrispondente al carico posteriore dell'altoparlante, la prima frequenza di risonanza, cioè la prima frequenza per la quale la reattanza di tutto il circuito equivalente si annulla, aumenta rispetto alla prima frequenza di risonanza che si avrebbe nel caso di un altoparlante ad irradiazione diretta montato in un baffle infinito, per il quale le reattanze delle

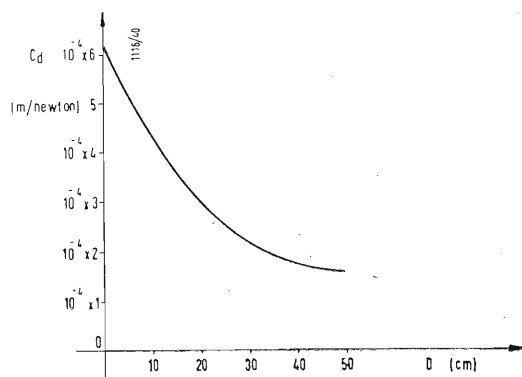



Fig. 10 - Andamento medio, per altoparlanti normali in commercio, dell'elasticità della sospensione del diaframma in funzione del diametro dell'altoparlante in centimetri.

impedenze di carico, sia posteriore che anteriore, sono uguali.

Facendo opportuni calcoli, si trova che il rapporto fra la frequenza f_2 di risonanza di un altoparlante montato in un mobile internamente chiuso e la frequenza di risonanza f_1 del medesimo altoparlante montato in un baffle infinito, è data da:

$$\frac{f_2}{f_1} = \sqrt{1{,}13\left(1 + \frac{C_M}{C_P}\right)};$$

dove:

C_M capacità corrispondente all'elasticità delle sospensioni del diaframma e della bobina mobile dell'altoparlante;

C_P capacità della reattanza dell'impedenza di carico posteriore dell'altoparlante.

In generale è difficile avere per prova un baffle di dimensioni talmente grandi da essere considerate infinite e potere misurare f_1. Si preferisce avere un rapporto fra la frequenza di risonanza f_2 e la frequenza di risonanza f_3 dell'altoparlante irradiante nello spazio libero. Questo nuovo rapporto è dato da:

$$\frac{f_2}{f_3} = \sqrt{0{,}87\left(1 + \frac{C_d}{C_P}\right)}.$$

È interessante calcolare dal circuito equivalente di figura 6, la velocità del volume d'aria che nell'analogia elettroacustica corrisponde alla corrente. Per fare questo basterà dividere la pressione P_g per il modulo dell'impedenza di tutto il circuito. Indicando con R e con X le componenti attiva e reattiva dell'impedenza totale del circuito, la velo-

cità del volume d'aria è data da:

$$u_o = \frac{P_g}{\sqrt{R^2 + X^2}}$$

Dal circuito equivalente di figura 17 si ha che R è dato da:

$$R = R_{el} + R_m + R_Q + R_P$$

ricordando il valore di R_{el} si ha che:

$$R = \frac{B^2\, l^2}{(R_g + R_b)\, S^2{}_D} + R_a + R_m + R_P$$

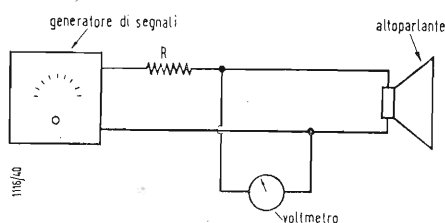



Fig. 11 - Misura della frequenza di risonanza propria di un altoparlante: disposizione degli strumenti.

La reattanza è data da:

$$X = \omega\, L_{tot} - \frac{I}{\omega\, C_{tot}};$$

dove:

ω $2\pi f$, è la pulsazione;

L_{tot} somma di L_m e delle induttanze delle impedenze di carico posteriore-anteriore dell'altoparlante.

$$C_{tot} = \frac{C_d \cdot C}{C_d + C}$$

Alla fine di semplificare la complicata espressione, che ci fornisce la velocità del volume dell'aria in funzione della frequenza, si è pensato di introdurre il Q del circuito e la pulsazione di risonanza ω_o. Si ricorda che, analogamente ai circuiti elettrici, si ha che:

$$\omega_o^2 = \frac{I}{L_{tot}\, C_{tot}};$$

$$Q = \frac{\omega_o\, L_{tot}}{R};$$

il quadrato della reattanza risulta dato da

$$\left(\omega\, L_{tot} - \frac{I}{\omega\, C_{tot}}\right)^2 = \omega_o^2\, L^2{}_{tot} \left(\frac{\omega}{\omega_o} = \frac{\omega_o}{\omega}\right);$$

con le sostituzioni sopra riportate, ben note nel calcolo dei circuiti risonanti elettrici, la velocità di volume dell'aria viene data da:

$$u_o = \frac{e_g\, B_{el}}{S_d\, (R_g + R_b)\, \omega_o\, L_{tot} \sqrt{\frac{1}{Q^2} + \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}\right)}}$$

Ovviamente scrivendo in questo modo l'espressione che ci fornisce la velocità di volume, per il calcolo dell'andamento della velocità di volume in funzione della frequenza, è possibile ricorrere alle curve di risonanza universali a tutti ben note. Mediante le curve di risonanza non sarà possibile ricavare direttamente la velocità di volume cercata ma la espressione più sotto riportata, che assume valore unitario quando ω è uguale ad ω_o.

Con semplici passaggi si ha che:

$$\frac{S_d\, (R_g + R_b)\, \omega_o\, L_{tot}\, u_o}{Q\, e_g\, B_l} = \frac{1/Q}{\sqrt{\frac{1}{Q} + \left(\frac{\omega}{\omega_o} + \frac{\omega_o}{\omega}\right)^2}}$$

L'indagine matematica fin'ora effettuata di un altoparlante montato in un mobile chiuso, per semplicità è stata effettuata

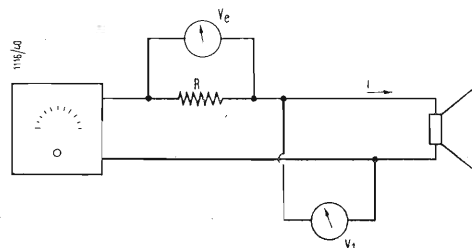



Fig. 12 - Misura del fattore di merito Q di un altoparlante: disposizione degli strumenti per il tracciamento dei punti della curva della velocità della bobina mobile in funzione della frequenza.

considerando l'altoparlante montato nel centro della faccia del mobile. Questo sistema di montaggio presenta però in pratica degli inconvenienti in quanto le onde sonore, emesse dalla parte anteriore dell'altoparlante, raggiungono in tempi pressochè identici le estremità della faccia stessa. Alle estremità delle facce le onde sonore, a causa della presenza dello spigolo, si diffrangono e si hanno dei fenomeni di diffrazione che in generale sono dannosi ad una uniforme distribuzione nell'ambiente delle onde sonore stesse. Al fine di evitare che le onde sonore arrivino tutte insieme agli spigoli del mobile, si preferisce, nelle pratiche applicazioni, montare l'altoparlante non al centro della faccia del mobile ma più vicino ad un lato della faccia che non all'altro lato ed anche con il centro non giacente su un asse di simmetria della faccia. Si osserva che, nelle pratiche applicazioni, non ha affatto importanza che il mobile abbia una faccia quadrata ma anche un rapporto fra i lati di 1/3 può portare a degli ottimi risultati.

3. - RIASSUNTO DEL PROCEDIMENTO DA SEGUIRE PER IL CALCOLO DI UN MOBILE CHIUSO PER ALTOPARLANTI.

Il progettista che deve calcolare un mobile chiuso per altoparlanti, in primo luogo, deve calcolare il volume totale del

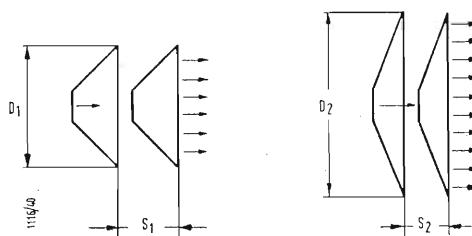



Fig. 13 - La velocità di volume d'aria impressa da un altoparlante avente un diaframma di diametro D_1, è uguale a quella di un altoparlante avente un diaframma di diametro $D_2 < D_1$, purchè lo spostamento s_1 che questo diaframma subisce sia relativamente più grande dello spostamento s_2 che subisce l'altoparlante più grande.

mobile. La forma da assegnare al mobile, purchè parallelepipeda avente per base un quadrato od un rettangolo i cui

lati abbiano al massimo un rapporto di 1/3, è completamente arbitraria. Al fine di calcolare il volume è necessario conoscere il valore della frequenza di risonanza dell'altoparlante irradiante in aria libera e della capacità C_d dovuta all'elasticità delle sospensioni. Nel caso che questi valori non siano forniti dal costruttore dell'altoparlante, è necessario ricorrere ad una determinazione sperimentale con il procedimento che verrà riportato nel prossimo paragrafo.

A causa della presenza del mobile chiuso, la prima frequenza di risonanza dell'altoparlante viene aumentata e vi è in questi calcoli un dato assai importante: lo spostamento verso le alte frequenze che può essere ammesso nella frequenza di risonanza propria dell'altoparlante irradiante in aria libera. Da una formula precedentemente riportata si

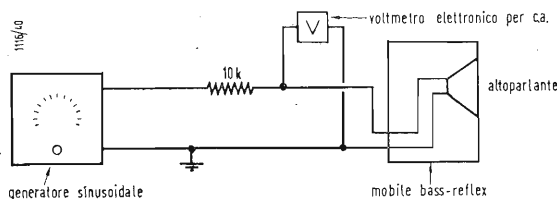



Fig. 14 - Disposizione degli strumenti per il rilevamento delle tre frequenze di risonanza dell'altoparlante montato nel mobile bass-reflex.

ha che:

$$\left(\frac{f_2}{f_3}\right)^2 = 0{,}87\left(1 + \frac{C_d}{C}\right)$$

da questa espressione è possibile ricavare il valore di C. Infatti:

$$\frac{C_d}{C} = \left(\frac{f_2}{f_3}\right)^2 \frac{1}{0{,}87} - 1\,;$$

$$\frac{C}{C_d} = \frac{1}{\left(\frac{f_2}{f_3}\right)^2 \frac{1}{0{,}87} - 1}$$

$$C = \frac{C_d}{\left(\frac{f_2}{f_3}\right)^2 \frac{1}{0{,}87} - 1}$$

Si ricorda che f_3 è la frequenza di risonanza propria dell'altoparlante irradiante in aria libera ed f_2 è la massima frequenza di risonanza che può essere ammessa nell'altoparlante montato nel mobile.

Nota la capacità C, mediante un'espressione precedentemente riportata è possibile calcolare il volume totale del mobile.

$$V = C\,\gamma\,p_o = 1{,}4 \cdot 10^5 \cdot C\,;$$

dove:

C è espresso in farad e V in m³;

se C è espresso in µF e V in m³ si ha che:

$$V = 0{,}14\ C$$

Nel caso il mobile sia parzialmente riempito di materiale isolante, il volume potrà ancora, con sufficiente approssimazione, essere calcolato con le formule sopra riportate purchè invece di $\gamma = 1{,}4$ si ponga $\gamma = 1$.

Determinate le dimensioni del mobile, il progettista deve assicurarsi che la risposta alle basse frequenze del mobile e dell'altoparlante sia nei limiti ammissibili. Purtroppo, come precedentemente visto nella trattazione analitica, non è possibile determinare la risposta alle alte frequenze del complesso, ma solamente è possibile determinare la risposta alle basse frequenze, generalmente sotto i 500 Hz. Si osservi a questo proposito che quello che più interessa ai fini del progetto del mobile, è la risposta alle basse frequenze. La risposta alle alte frequenze potrà, in un secondo tempo, essere modificata mediante opportuni materiali assorbenti sia di rivestimento delle pareti che di riempimento. Si ricordi che la frequenza di separazione fra le basse frequenze e le alte frequenze corrisponde alla frequenza per la quale il diaframma dell'altoparlante non vibra più come un tutto unico ma i suoi vari punti vibrano sfasati fra loro.

Al fine di determinare la risposta alle basse frequenze dell'altoparlante montato in un mobile chiuso, è necessario conoscere i seguenti elementi: l'induttanza corrispondente alla massa della bobina mobile dell'altoparlante, la resistenza dovuta agli attriti meccanici che si oppongono al movimento del diaframma, il flusso magnetico del traferro dell'altoparlante, la lunghezza della bobina mobile e la superficie effettiva del diaframma.

Gli elementi precedentemente riportati possono essere misurati abbastanza facilmente. È necessario però avere a disposizione una attrezzatura di laboratorio di acustica abbastanza complessa in quanto tutte le prove devono essere svolte in una camera anecoica. Come già altre volte detto, una camera anecoica consiste in una camera nella quale, come dice la parola stessa, non vi sono echi. Vale a dire le pareti della camera assorbono completamente le onde sonore su di esse incidenti.

Per il calcolo della massa del diaframma e della bobina mobile, è possibile anche ricavare questa da grafici che riportano i valori medi della massa in funzione del diametro dell'altoparlante, come è dato dal costruttore dell'altoparlante, e che, in generale, è circa il doppio del diametro effettivo del diaframma. In figura 9 è riportato l'andamento qualitativo di un grafico di questo tipo. In ordinate sono riportate le masse in grammi del diaframma e della bobina mobile e in ascisse i diametri degli altoparlanti in centimetri. Si osservi che per arrivare al parametro L_M, che compare nel circuito equivalente di figura 6, è necessario dividere la massa espressa in kg (sistema MKS) per l'area effettiva del diaframma. Poichè, come già detto, l'area effettiva del diaframma è generalmente pari a 1/4 dell'area corrispondente al diametro dell'altoparlante, si ha che:

$$L_m = \frac{4\ M}{\frac{\pi}{4}\ D^2}\ ;$$

dove:

D diametro dell'altoparlante, in mm;

M massa dell'altoparlante della bobina mobile in kg.

In figura 10 invece è riportata, in unità del sistema MKS, cioè in m/N (cioè una lunghezza divisa per una forza),

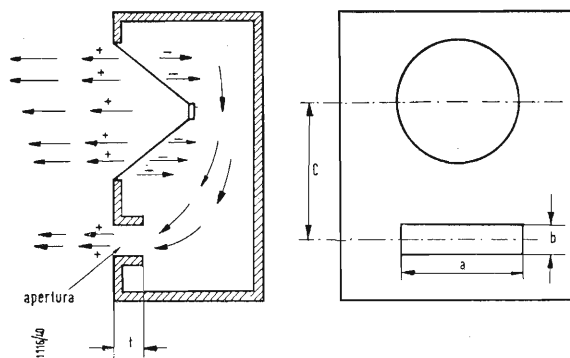



Fig. 15 - Principio di funzionamento del mobile bass-reflex.

l'elasticità delle sospensioni in funzione del diametro dell'altoparlante in cm. Si osservi che il coefficiente di elasticità è uno spostamento diviso per una forza.

È necessario quindi determinare o sperimentalmente o analiticamente le impedenze di carico anteriore o posteriore dell'altoparlante. Per la determinazione analitica dell'impedenza di carico posteriore si rimanda alle formule riportate nel paragrafo precedente, per quanto invece riguarda l'impedenza di carico anteriore si rimanda a quanto detto per gli altoparlanti ad irradiazione diretta. Per mobili di medie

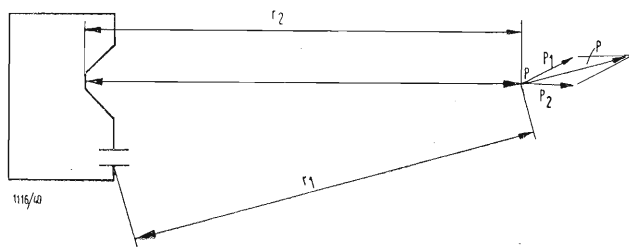



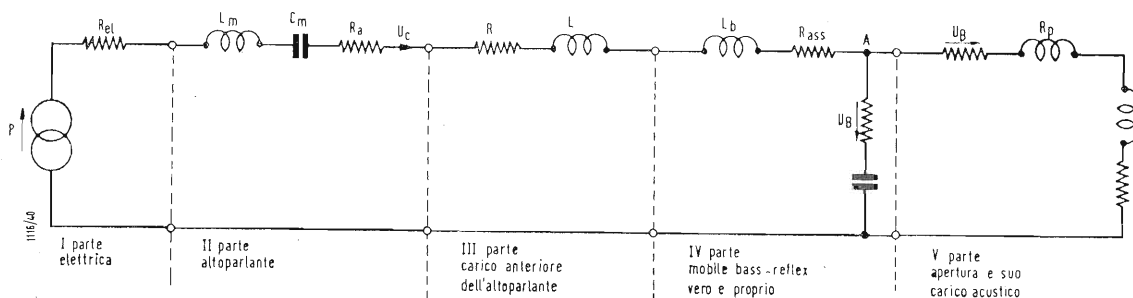
Fig. 16 - La pressione sonora in un punto P, dovuta alle onde emesse da un mobile bass-reflex, è pari alla somma vettoriale delle pressioni sonore dovute all'altoparlante e all'apertuta.

dimensioni si hanno le seguenti espressioni per le componenti reattiva e resistiva dell'impedenza di carico anteriore:

$$X = \frac{1{,}45\,f}{a} \cdot 10^{-2}$$

$$R = 0{,}011\,f^2.$$

dove:
a = diametro della superficie effettiva del diaframma in m.

Si determini quindi la reale resistenza interna d'uscita dell'amplificatore che deve essere collegato all'altoparlante. Mediante i valori precedentemente calcolati si trovi l'impedenza totale del circuito equivalente di figura 6. Mediante le espressioni riportate nel paragrafo precedente si calcoli quindi la pulsazione di risonanza ω_0 e il Q del circuito. Mediante le curve universali di risonanza è possibile quindi determinare l'andamento della velocità di volume dell'aria in funzione della frequenza. Si osservi che per un soddisfacente andamento della curva di risposta è necessario che Q sia = 1. Per valori superiori di Q, cioè per $Q = 2$ o $Q = 4$, si avranno nelle curve di risposta dei picchi di risonanza sempre più stretti quanto più elevato è il Q. Per valori inferiori di Q, cioè per $Q = 0{,}5$ o $Q = 0{,}2$, $Q = 0{,}1$, si avrà una diminuzione della risposta con il diminuire della frequenza sempre più accentuata.

4. - MISURE DELLE COSTANTI DEGLI ALTOPARLANTI.

Come già precedentemente affermato, la misura delle costanti dell'altoparlante dovrebbe essere effettuata in una camera anecoica, ma si possono ottenere anche risultati sufficientemente approssimati eseguendo le misure all'aperto in zona perfettamente piana e sospendendo l'altoparlante ad alcuni metri dal suolo che dovrebbe essere preferibilmente costituito da prato e non da asfalto, roccia o lastricato. Gli strumenti necessari sono semplicemente dei volmetri in corrente continua e in corrente alternata e un generatore di frequenza a basse distorsioni avente una uscita costante o variabile con legge nota al variare delle frequenze.

4.0.1. Misura delle frequenze di risonanza propria dell'altoparlante.

L'altoparlante viene alimentato con un generatore a corrente costante e mediante un voltmetro, collegato con i suoi morsetti, si rileva il valor massimo della tensione al variare della frequenza. Come ben noto, la frequenza per cui si ha il massimo di tensione ai morsetti dell'altoparlante, corrisponde alla frequenza di risonanza. Un generatore di corrente può essere facilmente realizzato alimentando l'altoparlante con il generatore di segnali a disposizione e con una resistenza in serie di valore almeno 10 volte maggiore della impedenza interna dell'altoparlante in condizioni di risonanza. In figura 11 è riportato lo schema del circuito di misura.

4.0.2. Misura di R_b.

La resistenza elettrica della bobina mobile può essere misurata con un ponte di misura.

4.0.3. Misura del Q.

Il Q proprio dell'altoparlante, ovvero il Q proprio dell'altoparlante montato in un mobile chiuso, può essere facilmente calcolato misurando la corrente circolante nella bobina mobile dell'altoparlante e la tensione ai morsetti dell'altoparlante. In figura 12 è riportata la disposizione degli strumenti per queste prove. La corrente i viene determinata conoscendo R e V_2. La tensione V_1 ai morsetti dell'altoparlante, è uguale alla somma della f e m indotta della bobina mobile a causa della velocità che questa possiede e della caduta di tensione prodotta dalla resistenza R_b. Poichè la fem e è data da:

$$e = Blv$$

dove:
v = velocità della bobina mobile;
si ha che:

$$e = V_1 - R_b\,i = V_1 - \frac{R_b \cdot V_2}{R}$$

Fig. 17 - Circuito equivalente elettro-acustico del sistema costituito dall'amplificatore collegato con l'altoparlante, dall'altoparlante stesso e dal mobile bass-reflex. Il circuito è valido solo per le basse frequenze.

È possibile quindi tracciare il grafico di e in funzione della frequenza e quindi, opportunamente cambiando le scale, il medesimo grafico è anche quello della velocità V della bobina mobile in funzione della frequenza. Da questo grafico, con i soliti sistemi, è possibile ricavare il Q. Indicando con Δf la variazione di frequenza, a partire dalla frequenza di risonanza per la quale si ha una diminuzione della risposta di 3 dB (0,707), il Q del circuito è dato da:

$$Q = \frac{f_0}{2\,\Delta f}$$

4.0.5. Misura della massa propria del diaframma e della bobina mobile.

Per effettuare questa determinazione si determina un'altra frequenza di risonanza dell'altoparlante caricando il diaframma con una massa nota. Il materiale impiegato per caricare il diaframma non deve essere un materiale magnetico. Note le due frequenze di risonanza, con e senza massa aggiuntiva, è possibile ricavare il valore della massa propria del diaframma della bobina mobile aumentata però della massa corrispondente al carico dell'aria sui due lati del diaframma. La massa in kg dovuta al carico dell'aria sui due lati del diaframma potrebbe essere calcolata mediante la seguente semplice formula:

$$M = 0{,}4\, a^3 \times 10^3;$$

dove:

M massa dovuta al carico dell'aria sui due lati del diaframma, in kg;

a diametro dell'area effettiva del diaframma, in m.

4.0.6. Misura del coefficiente di elasticità C_a.

L'asse dell'altoparlante viene posto in direzione perfettamente coincidente con la verticale in quel punto. Si aggiunge un peso noto, il cui valore nel sistema MKS è dato in newton, e si misura lo spostamento che subisce la bobina mobile mediante un calibro di precisione atto a misurare delle profondità. Si ricorda che, nota la massa in kg del peso aggiunto, il peso di questa in newton è data dal numero dei kg massa moltiplicato per 9,8 cioè per l'accelerazione di gravità.

4.0.7. Determinazione del prodotto *Bl*.

La determinazione di questo prodotto viene fatta analogamente a quanto già fatto per la determinazione del coefficiente di elasticità. Aggiunto alla bobina mobile il peso di massa M, si fa circolare nella bobina mobile una corrente continua i tale da far ritornare il diaframma nella posizione che questo aveva prima dell'applicazione del peso. In queste condizioni si misura la corrente i ed ovviamente dall'eguaglianza della forza peso con la forza elettrodinamica si ha

$$B\, l\, i = M \cdot 9{,}8;$$

da cui:

$$Bl = \frac{M \cdot 9{,}8}{i}$$

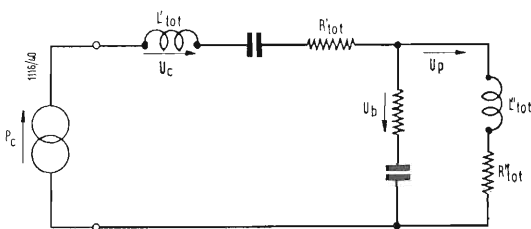



Fig. 18 - Circuito equivalente elettro-acustico di un altoparlante montato in un mobile bass-reflex collegato ad un amplificatore. Le induttanze e le resistenze in serie sono collegate ad un amplificatore in L'_{tot}, R'_{tot} L''_{tot}, R''_{tot}.

Con i metodi precedentemente esposti e con altri simili a quelli, è possibile determinare sperimentalmente tutti gli elementi che compaiono nel circuito equivalente di figura 6 o in un altro qualsiasi circuito equivalente di un complesso elettro-acustico formato da un amplificatore, da un altoparlante, e da un mobile nel quale l'altoparlante è montato.

I sistemi precedentemente trattati valgono quindi per gli altoparlanti in aria libera, per gli altoparlanti montati in mobili chiusi ed anche per gli altoparlanti montati nei mobili bass-reflex che verranno trattati nel prossimo paragrafo.

2.5. - MOBILI BASS-REFLEX.

I montaggi per altoparlanti, precedentemente trattati, hanno lo scopo di assorbire le onde emesse dalla parte posteriore dell'altoparlante. In questo modo si evitano dannose interferenze fra le onde sonore emesse dalla parte anteriore con quelle emesse dalla parte posteriore. È naturale che il rendimento della trasformazione elettroacustica risulti molto basso in questi montaggi in quanto quasi metà dell'energia sonora emessa viene dispersa. Si ricordi che non è tanto il rapporto fra la potenza elettrica fornita all'altoparlante e la potenza acustica emessa dall'altoparlante che interessa, ma la quantità di energia acustica sonora utile che può essere emessa da un altoparlante di un determinato diametro. Infatti, al fine di emettere una data potenza acustica, un altoparlante deve poter imprimere all'aria una determinata velocità di volume. Per poter realizzare questo, è necessario che il diaframma abbia un determinato diametro e che subisca un determinato spostamento. È ovvio che l'effetto di un altoparlante di grosso diametro che subisce un piccolo spostamento è analogo a quello di un altoparlante di piccolo diametro che subisce un grande spostamento. In figura 13 sono schematicamente riportati due altoparlanti aventi diametri rispettivamente D_1 e D_2. Se il tempo impiegato, per effettuare determinati spostamenti dai diaframmi dei due altoparlanti, è uguale, la velocità di volume, impressa all'aria, sarà uguale nei due casi, purchè si verifichi la seguente relazione:

$$\frac{D^2_1}{S_1} = \frac{D^2_2}{S_2}$$

cioè:

$$D^2_1\, S_1 = D^2_2\, S_2\,;$$

$$\left(\frac{D_1}{D_2}\right)^2 = \frac{S^2}{S_1}$$

vale a dire il quadrato del rapporto fra i diametri dei diaframmi deve essere uguale al rapporto fra gli spostamenti.

Si osservi che per realizzare un determinato spostamento in un determinato tempo è necessario che il flusso nel traferro, nel quale è tuffata la bobina mobile, abbia un notevole valore e che il traferro sia molto grande al fine di evitare che la bobina mobile nel suo movimento esca dalla zona in cui le linee di flusso sono parallele, cioè dove il campo magnetico è uniforme. Inoltre è molto difficile realizzare un sistema di sospensione del diaframma dell'altoparlante che sia lineare per grandi spostamenti di questo. È necessario quindi che gli spostamenti del diaframma siano piccoli, il più possibile, al fine di evitare distorsioni ed inoltre non è possibile, per ragioni di ingombro e di costo, realizzare altoparlanti aventi diametri molto grandi.

Il mobile bass-reflex permette di avere delle potenze acustiche maggiori alle frequenze basse a pari dimensioni dell'altoparlante e a pari spostamenti subiti. Questo viene realizzato sfruttando non solo l'energia emessa dalla parte anteriore dell'altoparlante ma anche l'energia emessa dalla parte posteriore. Risulta ovvio che data la selettività del sistema acustico costituito dal mobile bass-reflex, l'effetto sarà variabile con la frequenza e, dati i molti elementi in gioco, non vi è una sola frequenza di risonanza ma, in generale ve ne sono diverse. Molti autori ne considerano tre che possono essere dedotte analiticamente, con laboriosi calcoli, oppure possono essere molto più semplicemente misurate direttamente mediante una prova effettuata in laboratorio. La prova dovrebbe essere effettuata con un generatore sinusoidale a corrente costante collegando un voltmetro ai morsetti dell'altoparlante e segnando le frequenze per le quali si hanno dei picchi nelle indicazioni del volmetro. Non avendo, come generalmente avviene, un generatore sinusoidale a tensione costante purchè in serie con questo sia posta una resistenza di elevato valore, almeno 100 volte l'impedenza dinamica a risonanza dell'altoparlante. In figura 14 è riportato lo schema della disposizione degli strumenti per la prova sopra riportata.

Il principio di funzionamento del mobile bass-reflex è

molto semplice e schematicamente riportato in figura 15. Le onde sonore emesse dalla parte posteriore dell'altoparlante, dopo aver percorso un tratto pari a 1/2 lunghezza d'onda, vengono emesse dall'apertura, che funziona come un nuovo diaframma. Quindi si sommano a quelle emesse dalla parte anteriore dell'altoparlante. Questo naturalmente avviene per una sola frequenza che, in generale, è molto bassa. Questo è un metodo semplificato atto a spiegare in termini assai poco scientifici, ma molto intuitivi, il funzionamento del mobile bass-reflex.

In realtà si hanno qui, non una sola sorgentesonora, ma bensì due sorgenti sonore, e quindi la pressione in ogni punto dell'ambiente nel quale le onde sonore vengono immesse, è data dalla somma di due pressioni sonore dovute alle due sorgenti sonore che, date le basse frequenze in gioco, si possono considerare puntiformi. In valore assoluto la pressione ad una distanza r da una sorgente sonora puntiforme, che produce una velocità di volume U_o, è data da:

$$| P | = \frac{f \delta}{2r} | U_o | ;$$

dove:

- $| P |$ pressione sonora dovuta ad una sorgente puntiforme ad una distanza r da questa, in newton/m²;
- f frequenza, in Hz;
- δ densità dell'aria, in kg/m³;
- U_o modulo della velocità di volume impressa dalla sorgente sonora puntiforme all'aria nelle vicinanze di questa, in m³/sec;
- r distanza dalla sorgente puntiforme del punto la cui pressione è P, in m.

Se invece dei moduli si considera la relazione vettoriale fra la pressione e la velocità di volume, si ha che:

$$P = J \frac{f \delta}{2 r} | U_o | e^{-Jkr}$$

dove:

- k numero d'onda $= 2 \pi / \lambda$;
- e base dei logaritmi neperiani.

Essendo, nel caso del mobile bass-reflex, due le sorgenti puntiformi, la pressione totale è data dalla somma vettoriale delle due pressioni dovute alle sorgenti puntiformi.

$$p_{tot} = p_1 + p_2 =$$

$$\cong \frac{J f \delta}{2 r} (U_c e^{-Jkr_1} - U_P e^{-Jkr_2});$$

dove:

- P_{tot} pressione totale dovuta a tutte le onde sonore emesse dal mobile bass-reflex in un punto P, in newton m²;
- U_c velocità di volume dell'aria impressa dalla sorgente sonora costituita dal diaframma dell'altoparlante (onde emesse dalla parte anteriore), in m³/sec;
- U_0 velocità di volume dell'aria impressa dalla sorgente sonora costituita dall'apertura, in m³/sec;
- r_1 e r_2 distanza del punto P dalle due sorgenti sonore.

Ricordando che nel calcolo vettoriale l'operatore J produce una rotazione di 90°; ossia di $\pi/2$ radianti, e ponendoci in un punto dello spazio nel quale le distanze r_1 ed r_2 si possono considerare uguali, si ha che:

$$p \cong \frac{f \delta}{2 r} (U_c - U_P) e^{-J(kr - \pi/2)}$$

Si osservi che la relazione soprascritta è ancora una relazione vettoriale e che la differenza vettoriale fra le velocità di volume U_c e U_p non è altro che la velocità di volume dell'aria del mobile e quindi si perviene all'interessante relazione che mettiamo sotto forma scalare:

$$p = \frac{f \delta | U_B |}{2 r} ;$$

dove:

$| U_B |$ modulo della velocità dell'aria nel mobile, in m³/sec.

In figura 16 sono riportati i vettori rappresentanti le pressioni sonore nel punto P, dovute all'altoparlante e all'apertura, e la pressione sonora risultante.

6. - CIRCUITO EQUIVALENTE DEL MOBILE BASS-REFLEX CON ALTOPARLANTE.

Un esame più approfondito del funzionamento di un mobile bass-reflex può essere effettuato mediante il circuito equivalente elettro-acustico, come già fatto per il mobile chiuso. In figura 17 è riportato il circuito equivalente completo del sistema elettro-acustico costituito dall'amplificatore collegato con l'altoparlante, dall'altoparlante stesso e dal mobile bass-reflex. Come nel caso del mobile chiuso, anche il circuito equivalente di figura 17 è stato suddiviso in varie parti.

La prima parte è quella che rappresenta l'amplificatore e la bobina mobile dell'altoparlante e viene per questo detta parte elettrica. Come in altra sede già riportato, in questa parte si ha un generatore ideale di pressione sonora data da:

$$P_g = \frac{e_g \, Bl}{(R_g + R_b) \cdot S_d}$$

La seconda parte comprende gli elementi equivalenti agli organi meccanici dell'altoparlante, vale a dire un'induttanza, una capacità ed una resistenza rispettivamente equivalenti alla massa dell'altoparlante e della bobina mobile, all'elasticità dei supporti e alle perdite per attriti meccanici.

La terza parte è costituita dal carico anteriore dell'altoparlante che, come già precedentemente detto, risulta costituito da un'induttanza e da una resistenza.

La quarta parte comprende gli elementi equivalenti del sistema acustico, costituito dal mobile bass-reflex vero e proprio e dal carico costituito dalla massa d'aria contenuta nel mobile, rappresentato dall'induttanza L_b. Nel caso il mobile sia rivestito internamente di materiale acustico assorbente, è necessario introdurre anche la resistenza R_{ss} in in serie. In A la velocità di volume d'aria U_c si suddivide in due parti: una, U_B, è quella che provoca lo spostamento dell'aria nel mobile, ed una, Ur è quella che provoca lo spostamento dell'aria nelle vicinanze dell'apertura. Il mobile bass-reflex può essere rappresentato da una capacità dovuta al recipiente chiuso costituito dal mobile stesso e che si può calcolare con la solita formula data da:

$$C_b = \frac{V}{\gamma P_o} ;$$

dove:

- C_b capacità equivalente al recipiente costituito dal mobile, in F;
- V volume interno del mobile, in m³; si ricordi di togliere il volume occupato dall'altoparlante e da un eventuale condotto posto nell'apertura;
- γ rapporto fra i calori specifici a tensione costante e a volume costante uguale a 1,4 per i gas diatomici;
- P_t pressione atmosferica che nel sistema MKS è espressa in N/m² (circa 10000 N/m²). Per il calcolo di R in serie con la capacità C_b, si rimanda a quanto già esposto nel caso dei mobili chiusi a proposito della componente resistiva dell'impedenza di carico posteriore all'altoparlante.

La quinta parte comprende gli elementi relativi all'apertura e al carico della sorgente sonora dall'apertura stessa. Si ha un'induttanza L_p dovuta alla massa d'aria nell'aper-

tura la quale viene considerata come un tubo di lunghezza t e di diametro uguale a quello dell'apertura, se questa è circolare, o pari ad un diametro equivalente di un'apertura circolare avente la medesima area. Questa induttanza è data da:

$$L_p = \frac{4 (t + 0,3\ D)\ \delta}{D^2} ;$$

dove:

D diametro dell'apertura nel caso questa sia circolare, o diametro equivalente, in m;

t spessore delle pareti del mobile bass-reflex, nel caso non venga posto un condotto sull'apertura, in m.

La resistenza R_p è la resistenza acustica offerta dal condotto costituito dall'apertura. Da ultimo, nella quinta parte del circuito elettroacustico equivalente di figura 17 si ha l'impedenza di carico anteriore della sorgente sonora acustica costituita dall'apertura. Questa impedenza è data da una componente reattiva induttiva e da una componente resistiva che vengono calcolate con i metodi già precedentemente riportati nel calcolo del carico anteriore dell'altoparlante. Dall'esame dei vari elementi che compaiono nel circuito equivalente e che possono essere raggruppati sommando le induttanze e le resistenze in serie, si ha che vi sono tre possibili frequenze di risonanza. In figura 18 è riportato il circuito equivalente derivato da quello di figura 17 raggruppando le induttanze e le resistenze in serie. L'impedenza di carico del generatore ideale di pressione sonora P_g è una complessa funzione della frequenza; si hanno tre frequenze per le quali questa impedenza si annulla. Per poter dimostrare quanto affermato, è necessario scrivere l'espressione assai complessa dell'impedenza, uguagliare a 0 il modulo di questa e risolvere l'equazione di terzo grado che ne risulta.

Dall'esame del circuito equivalente di figura 18 appare evidente che se le due frequenze di risonanza del circuito risonante serie e del circuito risonante parallelo sono uguali, a questa frequenza la irradiazione delle onde sonore dal mobile bass-reflex avviene quasi completamente dall'apertura. Non è detto che la frequenza di risonanza propria del mobile bass-reflex debba essere uguale a quella propria dell'altoparlante, al fine di aver un mobile di ottimo rendimento. Si osservi che dati i bassi valori dei Q dei circuiti risonanti, la curva di risposta del complesso elettroacustico, costituito dall'altoparlante e dal mobile bass-reflex, risulta appiattita.

7. - CONSIGLI PRATICI PER LA COSTRUZIONE DI UN MOBILE BASS-REFLEX

Si consiglia che il mobile debba essere costruito con un materiale molto rigido al fine di evitare le vibrazioni delle pareti. La prima cosa da fare è quella di fissare il volume del mobile. L'autore pensa che il miglior criterio da seguire per fissare il volume del mobile sia quello di realizzare il mobile il più grande possibile, compatibilmente con le esigenze di ingombro del locale nel quale il mobile stesso deve essere installato. Esiste infatti purtroppo una diretta proporzionalità fra il rendimento del mobile e le sue dimensioni. In generale si può affermare, come norma del tutto empirica, che il volume del mobile deve essere pressapoco uguale al volume d'aria spostato dal diaframma nel suo movimento. Questo volume d'aria può essere calcolato in modo approssimativo prendendo il 40% della quarta potenza del diametro dell'altoparlante che viene fornito dal costruttore. Ad esempio, per un altoparlante avente un diametro di 20 cm, il volume d'aria da questo spostato risulta di 160000 $cm^3 \times 0,4 = 0,16\ m^3 \cdot 0,4 = 0,064\ m^3$. Le dimensioni interne di un mobile avente questo volume dovrebbero essere ad esempio 90 cm × 90 cm × 79 cm. Dimensioni assai rilevanti.

Si osservi che, al fine di variare la frequenza di risonanza del mobile, un aumento del volume porta ad una diminuzione della frequenza di risonanza; e così pure una diminuzione dell'area dell'apertura. Però una diminuzione dell'area dell'apertura porta anche ad una diminuzione della potenza sonora emessa.

Nota l'induttanza L_p, dovuta alla massa d'aria contenuta nell'apertura, in base alla frequenza di risonanza voluta, la lunghezza t del condotto può essere calcolata con la seguente formula:

$$t = 0,67\ L_p\ D^2 - 0,3\ D$$

dove:

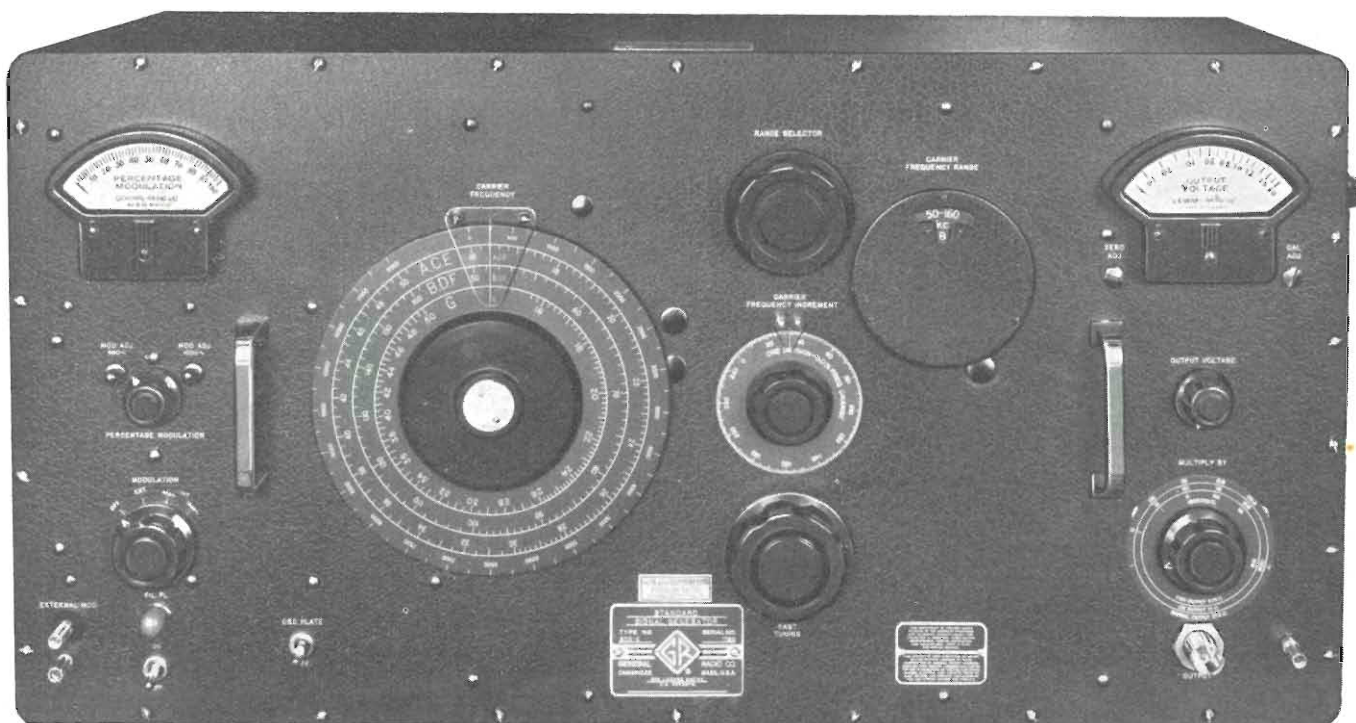
D diametro dell'apertura.

8. - CONCLUSIONE SUI MONTAGGI PER ALTOPARLANTI.

Si sono rapidamente passati in rassegna i sistemi fondamentali usati per i montaggi degli altoparlanti. Il problema da affrontare per il progetto di un montaggio opportuno è sempre quello della soppressione o di una opportuna utilizzazione delle onde sonore emesse dalla parte posteriore dell'altoparlante. Molti autori hanno escogitato sistemi assai complessi che permettono degli ottimi rendimenti con piccole dimensioni. Si rimanda il lettore alla bibliografia per queste particolari realizzazioni. L'autore spera, con queste brevi note, di aver dato un'idea concreta dei problemi inerenti al montaggio degli altoparlanti e della impostazione teorica che viene data a questi problemi. Si chiede venia per eventuali manchevolezze e si ritiene cosa gradita se qualche lettore vorrà dare di questo scritto un suo giudizio al fine di poter, in prossimi articoli, soddisfare maggiormente le esigenze e i desideri dei lettori.

— FINE —

Generatore di Segnali Standard

per Frequenze da 16 kHz e 50 MHZ in 7 Gamme(*)

Abbiamo già descritto (Settembre 1958, 9, pagg. 394 e segg.) uno dei famosi generatori standard della General Radio Co.: il mod. 1001-A. Si trattò allora di uno strumento prevalentemente adatto a misure di controllo e di collaudo. Questo, che qui descriviamo, è invece un tipo avente caratteristiche che lo rendono adatto al lavoro di laboratorio. La gamma di copertura è la stessa che nel tipo 1001-A ma la precisione di taratura è molto migliore e le irradiazioni molto inferiori.

a cura del dott. ing. Franco Simonini

1. - LE CARATTERISTICHE TECNICHE.

Banda di lavoro dello strumento: dai 16 kHz ai 50 MHz coperta in 7 gamme a lettura diretta di scala e precisamente:

dai 16 ai 50 kHz
dai 50 ai 160 kHz
dai 160 ai 500 kHz
dai 0,5 ai 1,6 MHz
dai 1,6 ai 5 MHz
dai 5 ai 16 MHz
dai 16 ai 50 MHz.

(*) Il generatore di segnali standard tipo 805 C è costruito dalla General Radio Co., Cambridge 47, Mass., rappresentata in Italia dalla Ditta Ing. S. e Dr. Guido Belotti di Milano.

Precisione di taratura di scala: alle frequenze rilevabili sulle scale a lettura diretta può corrispondere al massimo uno scarto del $\pm$ 1%.

Variazione di frequenza dovuta a deriva termica: non superiore al $\pm$ 0,1% su qualsiasi campo di frequenza per un periodo di lavoro continuato di 5 ore.

Scala di frequenza verniero: lo strumento è equipaggiato con un comando di frequenza a verniero di dolce movimento che permette di realizzare piccoli scarti di frequenza da quella indicata sulla scala principale fino ad un minimo di 0,01%.

Campo di tensione di uscita: regolabile con continuità da 0,1 μV a 2 V. Per la tensione di uscita è previsto un cavo coassiale di 75 Ω di impedenza.

Sistema di uscita: l'impedenza di uscita al pannello dello strumento è resistiva e di 75 Ω. Con il cavo coassiale da 75 Ω di impedenza sono previste delle terminazioni che forniscono delle impedenze a uscita costante su tutta la gamma di lavoro dello strumento di 37,5, 7,1 e 0,75 Ω.

La taratura delle letture della scala relativa alla tensione di uscita sul pannello dello strumento è riferita alla impedenza di uscita di 37,5 Ω. Con lo

impiego delle posizioni relative ai 7,1 e 0,75 Ω la tensione di uscita va divisa rispettivamente per 10 e per 100.

È possibile impiegare anche una antenna fittizia di tipo standard come terminazione del cavo.

Precisione della tensione di uscita: per gli scatti di attenuazione corrispondenti a tensioni sotto 1 V il massimo errore in tensione di uscita è dato dalla somma degli errori dell'attenuatore e del voltmetro che controlla la radiofrequenza secondo quanto segue:

a) Massimo errore del voltmetro: ± 5 % del valore indicato fino ai 25 MHz. oltre i 25 MHz (solo quindi nell'ultima gamma di frequenza), si può avere un errore addizionale del ± 7% per i 50 MHz. Sempre per i 50 MHz per 1/10 del fondo scala il tempo di transito del tubo del voltmetro a valvola introduce un errore del — 5%.

b) Massimo errore dell'attenuatore:
fino ai 3 MHz ± 3% + 0,1 μV
dai 3 ai 10 MHz ± 5% + 0,2 μV
dai 10 ai 30 MHz ± 10% + 0,4 μV
dai 30 ai 50 MHz ± 15% + 0,8 μV
Non si ha errore di attenuazione per la scala di 1 V.

Modulazione di ampiezza: variabile con continuità da 0 al 100%. La percentuale di modulazione è indicata dallo strumento con una precisione del ± 10% sulla lettura dello strumento fino all'80% di percentuale e per le frequenze fino ai 16 MHz; ± 15% per le frequenze portanti superiori ai 16 MHz. Lo strumento prevede due frequenze generate internamente per la modulazione di 400 e di 1000 Hz con una precisione di frequenza di ± il 5%. È possibile comunque applicare una frequenza di modulazione tramite un modulatore esterno. Le caratteristiche generali di modulazione sono le seguenti:

Frequenza portante	Frequenza audio di modulazione	Livello
0,5 ÷ 50 MHz	50 ÷ 15.000 Hz	± 1 dB
0,1 ÷ 0,5 MHz	50 ÷ 10.000 Hz	± 1,5 dB
16 ÷ 100 kHz	da 50 Hz al 10% della frequenza portante	± 1,5 dB

Modulazione di frequenza: Per le gamme più elevate la modulazione di frequenza è all'incirca dello 0,05% per il 100% di modulazione ed il 0,025 per il 30%.

Per le frequenze di portante più basse la percentuale di modulazione si riduce ulteriormente.

Per frequenze superiori ai 20 MHz per applicazioni per le quali la modulazione su banda larga (video) si può adattare il modulatore tipo 1000 P6 con diodo a cristallo.

Livello di distorsione e di rumore di fondo: L'inviluppo di distorsione per un livello di modulazione dell'80% è meno dell'1% per una frequenza portante di 1 MHz.

Il livello del rumore di fondo è al minimo 40 dB sotto l'80% di modulazione.

Accoppiamenti spurii: l'induzione magnetica comporta un campo di meno di 5 μV/metro ed una distanza di 60 cm dal generatore.

Un cavo di uscita di 1 metro di lunghezza permette quindi di porre il prototipo in esame al sicuro sotto questi limiti di campo. Il campo di radiazione è invece trascurabile.

Alimentazione: Lo strumento lavora con qualsiasi frequenza di rete dai 40 ai 60 Hz con una tensione di 110 o 230 V.

Un regolatore di tensione elettronico compensa le variazioni di tensione di linea comprese tra 105 e 125 o 210 e 250 V.

La potenza massima richiesta per l'alimentazione è di 150 W.

Tubi elettronici impiegati:

1 - 6C8G	1 - 6SF5
3 - 6L6	1 - 0D3-VR150
1 - 5V4	1 - 6AL5
2 - 2A3	1 - 6A6
1 - Amperite 3 - 4	

2. - LO SCHEMA ELETTRICO.

Lo schema semplificato di fig. 2 da un'idea abbastanza precisa del principio di funzionamento di questo strumento standard.

A differenza del tipo da noi precedentemente descritto questo 805-c prevede uno stadio separatore amplificatore di radiofrequenza con una sezione a parte del variabile doppio impiegato anche per l'oscillatore.

Se si pensa alla notevole copertura di banda (dai 16 ai 50 MHz) ed alla precisione di taratura di scala (± 1%) si ha subito un'idea delle notevoli difficoltà di progettazione che ha comportato questo strumento. Il cuore dello strumento è quindi costituito dal doppio tamburo ruotante con cui vengono scelte le gamme di lavoro mentre della massima importanza sono gli schermaggi sia della sezione a radiofrequenza che dell'attenuatore che portano infatti lo strumento oltre i 55 kg di peso.

Lo strumento prevede un oscillatore RC, un preamplificatore ed una finale modulatrice di placca e griglia schermo.

Un'altra sensibile differenza con il tipo 1001-A, stà nel fatto che questo strumento sensibilmente perfezionato prevede l'impiego di un alimentatore stabilizzato elettronicamente per la tensione anodica.

Esaminiamo ora i dettagli dello schema elettrico.

Le due sezioni a radiofrequenza, oscillatrice ed amplificatrice, sono convenientemente schermate in scatole realizzate con lamierino di ferro cadmiato. I due tamburi sono affiancati e posti in movimento combinato da un comando unico sul fronte del pannello. È così che lo strumento raggiunge delle dimensioni accettabili con una profondità massima di 30 cm.

Come si può vedere in fig. 3 il circuito dell'oscillatore è un semplice

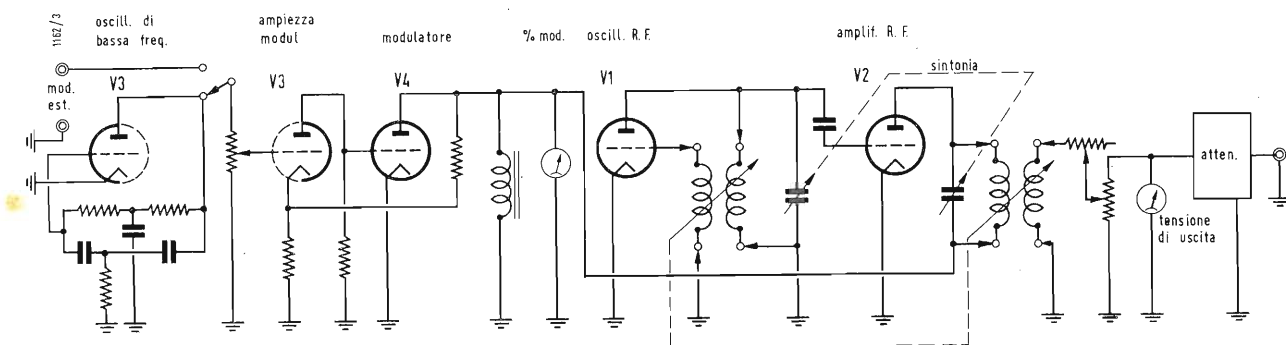



Fig. 2 - Schema elettrico di principio del generatore di segnali standard.

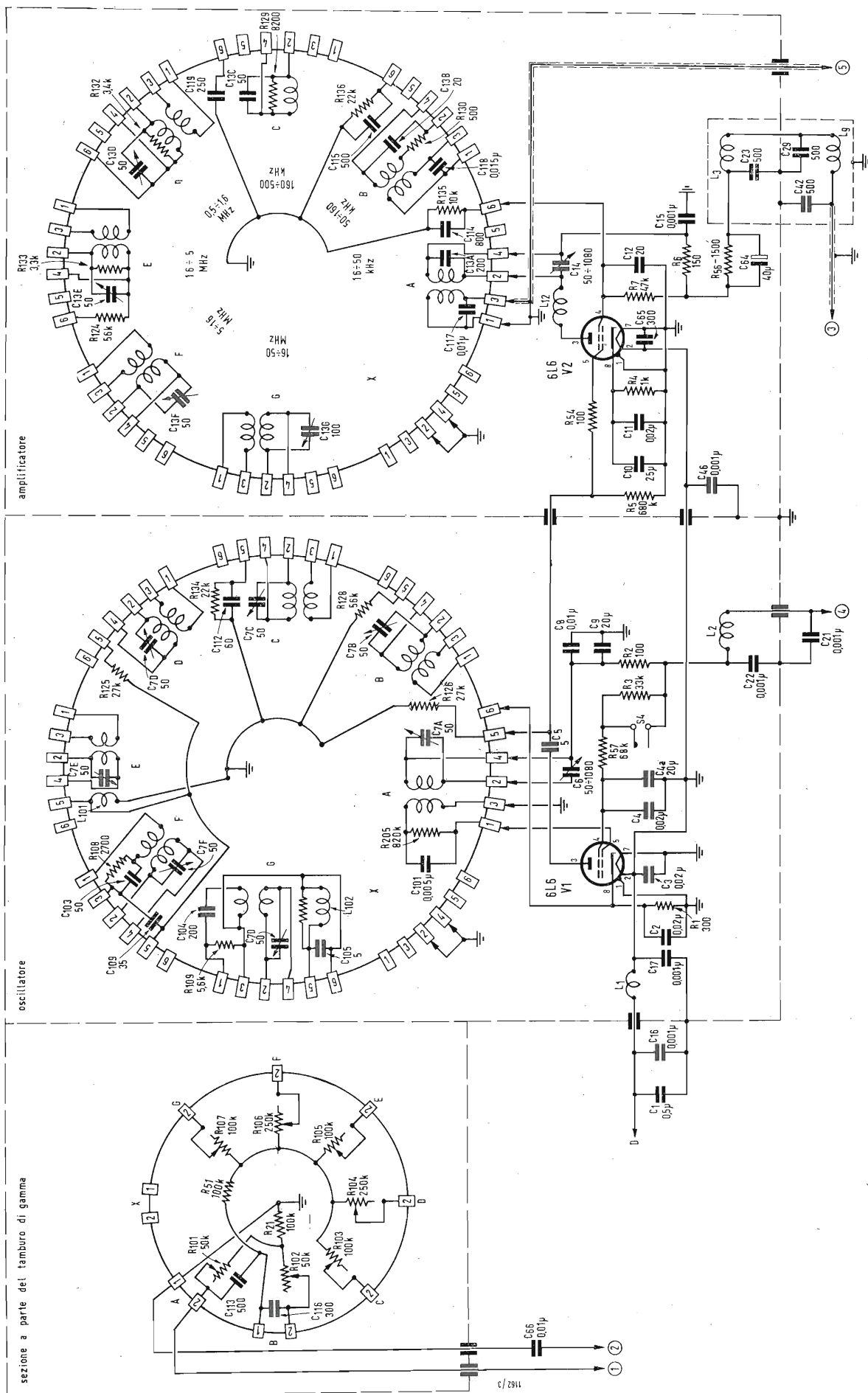



Fig. 3 - Schema elettrico quotato della sezione RF.

Fig. 4 - Schema elettrico quotato delle sezioni modulatore e alimentatore del generatore di segnali standard.

Meissner con una 6L6 come tubo oscillatore. Si è scelta una valvola a forte pendenza e di forte uscita per far fronte alle inevitabili perdite del circuito specie sulle frequenze più elevate.

Sulla banda di maggior rendimento una resistenza di carico riduce la tensione di uscita. Il gruppo infatti col terminale 5 la inserisce di volta in volta, per ogni gamma.

Due terminali fissi del tamburo di gamma cortocircuitano l'avvolgimento di placca della gamma adiacente e più elevato di frequenza di quella di lavoro. Si tratta di una misura di sicurezza. Nel circuito i terminali agiscono sulla ottava sezione non utilizzata del tamburo dato che è inserita la prima banda di frequenza meno elevata.

Tutti i terminali che alimentano attraverso lo schermo l'oscillatore sono naturalmente bypassati con larghezza. Sia il filamento che l'anodica sono alimentati ciascuno tramite un vero e proprio filtro passa basso a T.

L'oscillatore funziona in classe *C* ma una polarizzazione automatica di catodo mette al sicuro il tubo da eventuali guasti che provochino un disinnesco delle oscillazioni e la mancanza conseguente di una polarizzazione per falla di griglia. Solo per l'ultima banda viene tolta questa polarizzazione cortocircuitando verso massa il catodo evidentemente per favorire l'innesco delle oscillazioni.

Nel circuito di griglia schermo è previsto un interruttore che esclude una resistenza di caduta. Questo comando viene azionato dalla posizione 1 volt dell'attenuatore con un apposita sezione del commutatore relativo in modo che il generatore possa erogare una tensione di uscita superiore. Dall'oscillatore, lato placca, la radiofrequenza tramite un condensatore perviene alla griglia dell'amplificatore separatore esso pure realizzato con un tubo 6L6.

Questo lavora con un circuito risuonante in placca che viene convenientemente allineato con quello dell'oscillatore. È così possibile prelevare la radiofrequenza per il circuito di uscita a mezzo di un piccolo avvolgimento accoppiato naturalmente dal lato freddo.

In questo modo si ottiene una efficace azione filtrante per le armoniche della frequenza generata e si realizza un collegamento ad impedenza piuttosto bassa sulla quale è possibile adattare un cavetto schermato che porta all'attenuatore.

Anche qui la costanza della tensione di uscita a radiofrequenza viene ottenuta a spese dell'amplificazione, eccessiva per le prime bande, che viene infatti ridotta con una resistenza di carico per il circuito di griglia schermo, resistenza che viene appunto inserita per ogni gamma con il terminale n. 6. Le ultime due gamme infatti 5 ÷ 16 e 16 ÷ 50 MHz, non prevedono al piedino 6 alcun collegamento per la griglia schermo.

La costanza della tensione di uscita è d'altra parte solo approssimativa. In pratica tra gli estremi della banda la tensione di uscita varia entro il ± 15 ÷ 20% al massimo.

È infatti previsto poi un comando di regolazione con cui si regola la tensione fino a farle raggiungere il valore desiderato.

In placca all'amplificatore è naturalmente prevista un'induttanza di blocco per gli inneschi di frequenze molto elevate (100 ÷ 200 MHz) abbastanza facili nei circuiti con tubi di potenza a fascio.

La sezione amplificatrice lavora con 1 kΩ di catodo e 680 kΩ di griglia controllo. Si tratta quindi di uno stadio che lavora evidentemente in classe A caricando il meno possibile il circuito di placca dell'oscillatore. I dati di alimentazione dei vari elettrodi forniti con il libretto di istruzione dalla General Radio affermano infatti che solo per le prime due bande per le quali si ha tensione elevata di uscita da parte dell'oscillatore e più ridotto valore di tensione di griglia schermo (con conseguente minor corrente anodica e minor polarizzazione di catodo) si ha una certa polarizzazione per falla di griglia.

Per le altre bande la tensione di polarizzazione di catodo oscilla dai 20 ai 35 V. Si tratta di una tensione del tutto inusitata per un pentodo come la 6L6 e tale da dar luogo a distorsione della forma d'onda consegnata alla griglia. In questo caso però che il pentodo a fascio amplificatore-separatore distorca o meno, non ha importanza in quanto si amplifica con una banda molto ristretta determinata dal circuito di sintonia di placca che come abbiamo già detto provvede a filtrare le armoniche. È che l'effetto filtrante esiste e marcato lo dicono anche le prestazioni indicate dalla casa costruttrice che afferma che per le bande dei 16÷50 kHz e 50 ÷ 160 kHz la modulazione è limitata come frequenza massima, al 10% della portante.

Il circuito viene modulato di placca e griglia schermo da un'altra 6L6.

L'alimentazione raggiunge il circuito anodico dell'amplificatrice a R.F. attraverso due distinti circuiti di filtro passa basso: uno schermato e disposto all'interno della scatola metallica che contiene lo stadio, ed uno all'esterno della scatola con schermo a parte.

Tanta cura nell'eliminare ogni traccia di R.F. in uscita non deve stupire. È qui che il segnale è più forte ed è qui che si possono verificare le più pericolose fughe di alta frequenza che possono dar luogo a radiazioni spurie tali da alterare sensibilmente la validità dei dati forniti dall'uscita tarata in μV.

Si tratta di particolari della massima importanza. Ad aiutare l'effetto schermante delle scatole che contengono gli stadi a R.F. provvede poi il pannello frontale e la scatola metallica che racchiude lo strumento a bobina mobile.

Là ove debbono per forza esistere delle aperture nel pannello frontale per la sede degli strumenti di misura provvede una ulteriore schermatura che avvolge tutto lo strumento di misura stesso. Dalla sezione amplificatrice la radio frequenza esce come abbiamo visto tramite un cavetto schermato e raggiunge un attenuatore ad impedenza costante (tanta resistenza viene inserita in un ramo a tanta ne viene esclusa dell'altro) che permette di mantenere invariato il carico al circuito di placca dell'amplificatrice. Dal partitore il circuito prosegue fino alla placca di un diodo per il controllo della tensione di uscita e di lì al commutatore azionato in posizione 1 V che alimenta il bocchettone di uscita a parte eliminando l'attenuatore. Con questa disposizione si elimina un bocchettone separato di uscita come nel caso del tipo già descritto che può comportare qualche errore nelle misure di sensibilità nel caso che esso venga dimenticato aperto o chiuso in malo modo specie nel caso di misure a debole livello.

Con i 7 scatti decadici dell'attenuatore si va dal volt al microvolt. Con l'attenuatore di uscita invece si regola la tensione con continuità da 0 a 10 nell'ambito della decade.

Lo speciale schermaggio utilizzato per le cellule di attenuazione permette di ottenere complessivamente un errore contenuto entro ± 1 dB rispetto al nominale.

Il circuito dello strumento di misura della radiofrequenza è abbastanza semplice. Il circuito dello strumento da 200 μA viene alimentato con il circuito del diodo rivelatore e con il circuito di un altro diodo ma invertito in modo che il potenziale di estrazione di un diodo annulli quello prodotto dall'altro.

Con una regolazione semifissa è così possibile portare a zero lo strumento quando il potenziometro del livello sia ruotato a zero. Lo strumento relativo al livello di modulazione viene invece costruito senza questa regolazione in quanto, alimentato con una tensione a bassa frequenza abbastanza elevata, viene munito di una resistenza da 50 kΩ che protegge i diodi e nello stesso tempo riduce ad un valore insignificante la corrente dovuta al potenziale di estrazione. Una sezione del tamburo rotante di gamma provvede a tarare lo strumento in corrispondenza ad ogni banda, mentre solo per la prima e la seconda viene introdotto un bypass anche per il circuito di misura dell'alta frequenza. Entrambi i circuiti di misura sono alimentati a parte di filamento. In serie ai relativi circuiti è infatti disposta una ampolla a ferro idrogeno che ha il compito di mante-

nere costante la emissione dei diodi quando la tensione di alimentazione venga variata dai 105 o 210 ai 125 o 250 V. La parte di bassa frequenza dello strumento è meno elaborata e consiste in un doppio triodo una sezione del quale può oscillare secondo un circuito RC a doppio T mentre l'altra sezione preamplifica sia il segnale modulante che può provenire dall'esterno che quello generato localmente.

Un potenziometro permette di dosare il livello di modulazione che viene letto come abbiamo visto tramite un apposito strumento da 200 μA e relativo circuito di rettificazione.

Un commutatore da 4 vie 4 posizioni permette di passare dalla modulazione interna a quella esterna e di scegliere due diverse frequenze di 440 e 1000 Hz per la modulazione interna. Due regolazioni semifisse agenti sul doppio T permettono di ritoccare la frequenza di modulazione.

Il pentodo modulatore lavora con una semplice impedenza del circuito anodico. Si tratta del sistema di modulazione tipo Heising. Con questo è possibile normalmente raggiungere solo il 50% di percentuale massima. In realtà, dato che il circuito di placca della modulatrice lavora a tensione più elevata di quelli della semplificatrice a RC è previsto un elettrolitico di bypass sulla resistenza di caduta (C_{64} = 40 μF), è così possibile arrivare fino al 100% di modulazione.

L'induttanza presenta ovviamente un'impedenza superiore per le frequenze più elevate per le quali è caricata a mezzo di una resistenza e di un condensatore, disposti in serie tra la placca e l'anodica (R_{48} — C_{67}).

Un deviatore per l'anodica dello oscillatore permette di alimentare o meno tale stadio che può venir disinserito ove lo strumento al momento non venga utilizzato.

Il circuito di alimentazione anodico è stabilizzato elettronicamente a mezzo di due triodi in parallelo tipo 2A3 che portano, con resistenza anodica relativamente bassa, il forte carico costituito dalle tre 6L6 e dagli altri tubi. Un triodo ad alto mu tipo 6SF5 amplifica le variazioni di tensione riportandole in griglia ai due triodi. Con il potenziometro R_{28} si mette a punto lo stabilizzatore.

In questo modo il circuito anodico viene servito con un'alimentazione di pochi ohm di resistenza interna, il che costituisce una ulteriore garanzia per le stabilità del funzionamento e contro il pericolo di inneschi di frequenze spurie.

Il primario del trasformatore di alimentazione viene alimentato con due avvolgimenti eguali che possono venir disposti in parallelo o in serie rispettivamente per i 110 e per i 220 V di rete. Un doppio interruttore ne comanda l'alimentazione ed una lampadina spia è prevista per controllare tale operazione.

Inseribile a parte è previsto un filtro di rete. Si tratta come si vede di un filtro passa basso simmetrico notevolmente complesso ed elaborato in cui le 4 induttanze sono tra loro schermate e racchiuse in una scatola metallica di ulteriore schermo.

Non ci si deve meravigliare. E solo grazie a questi accorgimenti che la General Radio può affermare che la radiazione spuria è trascurabile. Siamo a disposizione, tramite la redazione della Rivista, di quanti desiderassero ulteriori spiegazioni circa lo schema illustrato. *A.*

Parti in vetro dei motori per automobili.

Secondo gli scienziati del Dipartimento Energia Atomica della Corning Glass, le parti più impegnative e maggiormente soggette alle sollecitazioni meccaniche e termiche dei motiri per automobili potranno essere costruite con un materiale vetroso di recente sviluppo.

Il vetro in questione è il Pyroceram, un materale ceramico-vetroso ideato e prodotto dalla Corning Glass, che è più leggero, più resistente al calore e più robusto di gran parte dei metalli. Gli scienziati della Corning ne hanno proposto l'impiego per la costruzione di teste dei pistoni, di cuscinetti ad elevate temperature e di ceppi dei freni per automobili, nonchè per parti strutturali dei futuri velivoli ipersonici destinati a volare a 4.800 km. orari. *(u.s.)*

25 milioni di condensatori elettrolitici.

Nella fabbrica Philips a Zwolle (Olanda), è stato recentemente fabbricato il 25 milionesimo condensatore elettrolitico. Nel primo anno di esistenza di questa fabbrica, la produzione totalizzò 5 milioni; durante il secondo anno 8 milioni e durante il terzo anno 12 milioni. Il dieci per cento del totale della produzione Europea di condensatori elettrolitici e l'1% del totale della produzione mondiale sono ora fabbricati a Zwolle. Questi condensatori sono usati, tra le altre applicazioni, per protesi acustiche (da 7 a 12 condensatori in ogni apparecchio), in ricevitori di serie (da 2 a 5 per apparecchio) e in ricevitori della televisione (da 10 a 20 per apparecchio). *(p.h.)*

Gli olandesi stanno acquistando sempre più dischi fonografici.

Nel 1957 gli Olandesi comprarono per un valore di 25 milioni di fiorini dischi per grammofono, e cioè 3 milioni di fiorini in più dell'anno precedente. Dal 1954, il giro d'affari dei dischi si è esteso enormemente in Olanda. Ciò è stato inizialmente attribuito all'aumentato livello della vita, ma da allora le vendite sono cadute in parecchi settori del commercio, mentre la richiesta per i dischi musicali è tuttora in aumento.

La quota dei dischi classici, che è stata circa il 15-20% del totale delle vendite prima ed immediatamente dopo la guerra, è ora aumentata al 35% (ed anche al 40% in qualcuna delle grandi città).

Per quanto riguarda la musica, la richiesta per il rock-and-roll e per le canzoni francesi è in declino. I dischi del cantante americano Pat Boone hanno raggiunto una cifra di vendita mai eguagliata prima da nessun altro artista.

È notevole rilevare che i classici fans sono sempre più interessati per un particolare genere di dischi. Di recente Philips ha presentato un disco di una prova orchestrale sotto la direzione del famoso maestro Bruno Walter. Questa edizione è risultata inaspettatamente una delle più vendute su scala mondiale, malgrado il caro prezzo (40 fiorini per i due dischi). *(p.h.)*

Apparecchio a microonde per la misurazione delle distanze.

In Gran Bretagna è in commercio un nuovo strumento, il tellurometro, che gli esperti definiscono il più importante progresso fatto nel campo dei rilievi topografici dopo l'invenzione del teodolite. Il tellurometro si vale di microonde radio per misurare la distanza fra due punti. Questo strumento è talmente preciso che la distanza per esempio tra Londra e Reading che è di circa 64 km può venir misurata con una approssimazione di 10 o 11 centimetri. L'apparecchio viene impiegato praticamente in qualsiasi tempo; ed il suo uso non viene impedito nè dalla nebbia nè dalla foschia nè dall'oscurità. Basta meno di mezz'ora per consentire al topografo di misurare qualsiasi distanza fino a circa 56 chilometri.

Basta osservare i metodi di rilievo topografico attualmente in uso per comprendere l'importanza del tellurometro. I produttori di strumenti di rilievo lavorano da molti anni per produrre uno strumento che consenta di evitare la fatica fisica di portare in giro stadie e metri. La triangolazione riesce ad evitare appunto gran parte di questo lavoro, ma anche con questo sistema occorre misurare sul terreno un lato del primo triangolo, noto col nome di linea base, e far uso del teodolite per misurare gli angoli dei successivi triangoli. Ci sono strumenti ottici che misurano direttamente una distanza, ma sono di scarsa precisione e quindi poco usati, mentre altri non sono sufficientemente versatili o precisi per rilievi che richiedono grande esattezza. In questi ultimi dieci anni l'elettronica ha costituito il mezzo più flessibile e preciso a disposizione dei produttori degli strumenti di rilievo.

La velocità della luce venne adottata per usi pratici, e la sua logica conseguenza fu il geodimetro, che impiega le onde di luce modulata per il rilievo della distanza tra due punti della superficie terrestre. Era solo naturale che i progettisti pensassero in seguito a servirsi come medio della velocità di propagazione delle onde radio invece che della luce. Questo sistema è stato però reso difficile da alcune anomalie delle onde radio e dai risultanti errori. Facendo rilievi a frequenze diverse, il tellurometro ha permesso di superare queste difficoltà, e con esso si può ottenere una esattezza pari a quella ottenibile con la combinazione della triangolazione e del teodolite. Originariamente messo a punto da uno scienziato del governo sudafricano, e prodotto in Sud Africa, il tellurometro è stato messo in commercio da una ditta britannica che ne ha l'esclusiva per tutta l'Europa e colonie, per la India, per il Pakistan e per il Ceylon. *(p.h.)*

Il Cryotron, Nuovo Componente Elettronico per Circuiti Contatori

dott. ing. Piero Nucci

IN PROSSIMITÀ dello zero assoluto si ha, notoriamente, il fenomeno della superconduzione elettrica; cioè alle basse temperature la resistenza dei metalli, al di sotto di una certa temperatura critica, cade bruscamente a zero. Indichiamo la temperatura critica di alcuni metalli (gradi Kelvin o assoluti.

Hg	Mercurio	4,12 °K
Pb	Piombo	7,2 °K
Al	Alluminio	1,2 °K
V	Vanadio	5,1 °K
Ta	Tantalio	4,4 °K
Ti	Titanio	0,5 °K
Nb	Niobio	8 °K

Non è difficile modernamente raggiungere e mantenere queste basse temperature, per es. con una corrente di elio liquido. Anche più interessante è il fatto che la superconduzione si manifesta improvvisamente per certi

Fig. 1 - Principio del cryotron. Una barretta di tantalio è attraversata dalla corrente principale. Tenuta a 4,2°K con elio liquido essa è conduttrice. Cessa da tale stato se l'avvolgimento (di filo di niobio) è percorso da una corrente di 300 mA.

mediocri conduttori, appena si raggiunge la temperatura critica; mentre questo non si verifica, per es: per l'oro, l'argento, il rame ecc.

È noto infine che la temperatura critica può essere influenzata da campi magnetici.

Abbinando i due fatti è stato ideato in U.S.A. (Massachussetts Institut of Technology) un dispositivo chiamato « Cryotron » il quale costituisce un elemento di circuito, passante o no secondo che vi sia o no la presenza di un campo magnetico; si tratta di ciò che in elettronica si chiama un « cancello » o « gate ».

Una barretta di tantalio (fig. 1) lunga 2,5 cm e del diametro di 0,3 mm sia intercalata in serie al circuito da controllare; essa sia immersa in elio liquido; un avvolgimento di filo di niobio (diametro 0,1 mm) a uno strato, di circa 200 spire per cm, è percorso dalla corrente di controllo e serve a cercare un campo magnetico *H*.

Al crescere della corrente di controllo (e quindi del campo) al di sopra di un certo limite, bruscamente la resistenza della barretta (che prima era circa zero) acquista un valore finito e non piccolo.

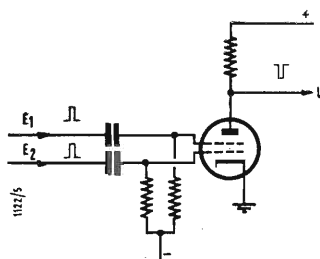



Fig. 2 - Circuito elettronico a coincidenza.

Il campo di una bobina per superconduzione è determinato dalla legge:

$$H = \frac{I_r}{\pi d}$$

in cui *H* è espressa in ampere-spire per metro; *I* in ampere e *d* in metri.

La corrente che circola nel circuito del cancello viene limitata dal campo magnetico prodotto da essa stessa. Facendo uso del tantalio essa varia praticamente fra 50 e 1000 mA; quanto maggiore è questa corrente, tanto più è grande il limite di resistenza critica e tanto più netto è il passaggio; però, al contrario di ciò che avviene nelle valvole termoioniche, la regolazione è indipendente dalla direzione della corrente regolatrice, nonchè dalla direzione della corrente regolata.

L'uso del niobio come conduttore per l'avvolgimento eccitatore (di campo, regolatore) è motivato dalla sua temperatura critica relativamente elevata, per cui essa non è influenzata dalla presenza del campo magnetico; si realizza così un circuito regolatore senza perdite e quindi tale da non generare calore.

Regolando la pressione dell'elio liquido si può mantenere la temperatura a 4,2 °K sicché già un campo di 40 oersted (3.180 Asp/m) è sufficiente a produrre il passaggio allo stato di superconduzione e viceversa.

Temperature più basse richiederebbero campi più intensi; la transizione alla superconduzione non si ha più nemmeno allo zero assoluto con un campo di 1000 Oe = 79.600 Asp/m.

Per produrre un campo di 3200 Asp/m bastano correnti di 0.2 ÷ 0.3 A e 10.000 sp/m.

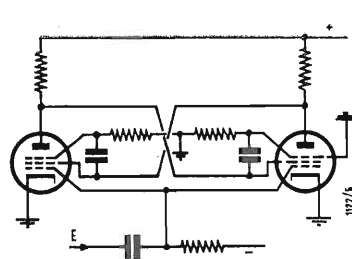



Fig. 3 - Circuito elettronico a anticoincidenza detto flip-flop.

Le perdite joule, nulle in regime di superconduzione, diventano dell'ordine di 0.1 mW in regime resistivo; per asportare il calore inerente ad esse ci vuole un flusso di elio liquido dell'ordine di 30 litri/ora se non si vuole che esso vada perduto per evaporazione.

***

Consideriamo un circuito a coincidenza, quale si usa nelle calcolatrici e nei contatori.

A riposo il tetrodo di fig. 2 è alla interdizione, data la polarizzazione negativa di entrambe le griglie; esso diventa passante solo se giungono impulsi positivi contemporaneamente su entrambe le griglie; si ha allora un impulso negativo trasmesso sulla placca

In fig. 3 si vede un flip-flop, circuito simmetrico assimilabile a un amplificatore RC a reazione, il quale è esclusivo, nel senso che lo stato passante di una delle valvole crea necessariamente l'interdizione nell'altra; se la prima cessa per un istante di condurre, la seconda diventa conduttrice e blocca la prima nello stato di interdizione.

Consideriamo i due pentodi in funzione e sia conduttore quello sinistro; lo schermo destro è quindi a bassa tensione, a differenza dell'altro; data la polarizzazione negativa delle griglie controllo, questo stato è stabile.

Un impulso negativo nella griglia controllo rende momentaneamete conduttore il pentodo destro, abbassando la sua tensione di placca e quindi la tensione di schermo della valvola sinistra; questa cessa la conduzione innalzando la propria tensione di placca e quindi la tensione di schermo della valvola destra; la nuova situazione, invertita, si stabilizza fino all'arrivo di un altro impulso che ribalta di nuovo il flip-flop. L'abbassarsi della tensione di schermo abbassa (tramite C) anche le tensioni di soppressore, favorendo il ribaltamento.

In conclusione a ogni due impulsi positivi in arrivo sul catodo si ha UN impulso positivo e UNO negativo in placca; di lì la divisione per due e la possibilità di conteggio in codice binario. Ovvero: la posizione del flip-flop sta a indicare se il numero degli impulsi contati è pari o dispari.

In definitiva, viene svolta una funsione analoga a quella di un relè, però con rapidità incomparabilmente maggiore. Inoltre è molto facile il funzionamento a più controlli contemporanei.

Flip-flop si realizzano anche con transistori. Cancelli e flip-flop si realizzano ora con i cryotron. In fig. 4 si vede l'analogo di fig. 3, circuito di scelta. I due cryotron d'entrata sono in parallelo rispetto alla corrente regolata, però ognuno ha il circuito regolato (barretta di tantalio) in serie col circuito regolatore dell'altro.

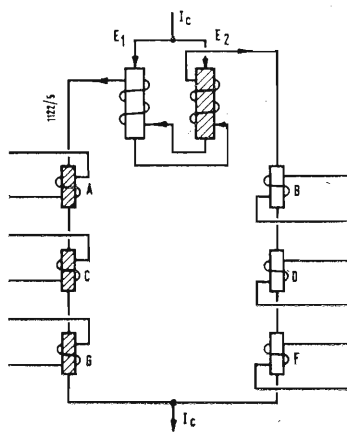



Fig. 4 - Analogo di fig. 3 ma costituito da un complesso di cryotron.

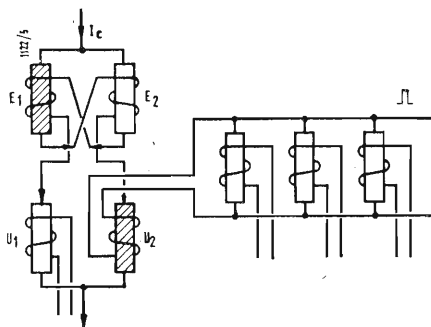



Fig. 5 - Analogo di fig. 2 costituito con sette crytion.

Intuitivamente si vede che è facile aggiungere quanti si vogliono cryotron di controllo.

Allorchè quelli di una serie, p. es. A - C - G, sono tutti passanti (assenza di campo regolatore) la corrente crea un campo su E che lo blocca; essa passa poi attraverso la barretta di E_2 giacchè, essendo bloccata E_1, non vi è campo magnetico in E_1.

Allora un impulso in uno dei cryotron A, C, G, bloccandolo, interrompe questa corrente; ne segue la smagnetizzazione di E_1, che quindi diventa passante; la corrente controllata di E_1 smagnetizza E_2, bloccando definitivamente la corrispondente corrente; come in un flip-flop si è avuto il ribaltamento. Prima erano passanti E_2 A C G ora sono passanti E_1 B D F.

In fig. 5 si vede l'analogo di figura 2 (circuito ET o a coincidenza). E_1 e E_2 sono disposti analogamente a quelli del circuito di fig. 4.

Se uno qualsiasi dei cryotron A B C è passante, U_2 è pure passante perché l'avvolgimento è diseccitato, essendo in corto circuito; quindi è passante E_1. Ma se A, B, C diventano contemporaneamente bloccati e se su U_2 giunge un impulso, il circuito E_1 — U_2 si blocca rendendo passante E_2 — U_1. Il ribaltamento è stabile, e dura finchè U_1 non venga percorso da corrente e quindi bloccato; allora si ha un nuovo ribaltamento.

I cryotron controllano correnti assai più intense dei flip-flop elettronici e hanno impedenza e consumo bassissimi; richiedono però notevoli correnti controllanti.

A.

Realizzati i comandi a distanza per l'azionamento rapido del magnetofono Geloso G 255-SP.

Nel lavoro di scritturazione a macchina sotto dettatura effettuata mediante magnetofono assume particolare importanza una comoda e rapida manovrabilità del magnetofono stesso, così da consentire all'operatore dattilografo il perfetto, comodo e silenzioso controllo della dettatura senza costringerlo ad interrompere o a rallentare il ritmo della battitura.

Allo scopo di potere adattare nel modo più razionale i magnetofoni modello G 255 a questa specifica funzione, sono stati studiati e realizzati due dispositivi originali di comando a distanza, uno a pedali e l'altro a tasti; mentre in previsione di questa applicazione già da tempo il magnetofono G 255-S è stato sostituito col nuovo modello G 255-SP provvisto di un particolare attacco che consente la facile ed immediata applicazione dei nuovi comandi-distanti.

Il comando a pedali FP 33 rende possibile il controllo del magnetofono, e cioè l'avvio, la fermata e il riavvolgimento rapido, usando solamente la pressione della punta di un piede. Il comando a tasti HC 44, invece, richiede l'uso di un dito della mano; esso può essere collocato a lato della macchina da scrivere così da sembrare una continuazione della tastiera di quest'ultima.

Dagli esperimenti effettuati risulta che la comodità operativa dei due diversi dispositivi nell'uso per la trascrizione è praticamente equivalente: essa dipende quasi esclusivamente dall'abitudine.

Operatori normalmente dotati, dopo adeguato allenamento si trovano a loro agio tanto con la pedaliera quanto con la tastiera collocata a lato della macchina da scrivere.

Ma il fatto più notevole relativo all'uso di questi comandi è il guadagno in velocità rispetto al vecchio sistema della lettura sul «carnet»: guadagno che, in base ad esperimenti fatti con diversi operatori, è risultato del 30 ÷ 50 %.

Questo guadagno di tempo è dovuto alla «docilità» e rapidità con le quali il magnetofono risponde al controllo dell'operatore: l'avvio e la fermata sono istantanei; il dispositivo di comando, poi, consente di ripetere a piacere quella parte della dettatura (anche una sola parola) che eventualmente interessa riascoltare; tutto questo con la semplice pressione di un dito o della punta di un piede.

In fase di registrazione, infine, i vantaggi e le possibilità non sono minori: chi detta può interrompere in qualunque momento e riprendere poi a suo comodo la dettatura, senza che allo ascolto la pausa sia rilevabile; non solo, ma dopo un adeguato allenamento può riuscire a sostituire anche le parole o le frasi di una dettatura già fatta, con altre di uguale lunghezza; modificandole e perfezionandole a piacere.

Un altro vantaggio non trascurabile, specialmente per chi voglia usare il magnetofono anche durante le ore notturne, è la silenziosità di questi comandi-distanti, silenziosità assai maggiore di quella degli stessi pulsanti colorati del magnetofono.

I quali ultimi, si noti bene, possono essere sempre usati, nel modo solito, anche quando al magnetofono sia collegata la pedaliera o la tastiera, purchè da questo il tasto o il pedale di fermo sia sganciato (e ciò si ottiene premendo il tasto o il pedale d'avvio). *(u.p.)*

Dura 10 anni una nuova minuscola batteria elettrica a secco.

Due scienziati del Laboratorio d'Artiglieria della Marina americana hanno ideato una minuscola pila a secco, che, per quanto non pesi più di 40 grammi e non sia più grande di un orologio da polso, può avere una durata di 10 anni essendo ricaricabile.

Alla realizzazione della nuova batteria i due scienziati americani sono pervenuti con l'impiego di piastre di piombo, ossido di piombo e argento in polvere. Una pila a secco sperimentale costruita con questi materiali, è stata in grado di erogare una quantità di elettricità di 1,5 amperora alla tensione di 0,8 volt. Questi risultati erano già considerevoli, in quanto una batteria tubolare a secco del tipo correntemente in uso per le lampade tascabili è in grado di sviluppare una tensione di 1,5 volt, nonostante le sue dimensioni considerevolmente superiori.

Quando verrà costruita in serie, il costo della nuova batteria sarà di circa il 50 % superiore a quello di una batteria a mercurio attualmente sul mercato, ma la sua lunga durata, la possibilità di ricaricarla e la stabilità della tensione che fornisce costituiscono dei fattori che compensano largamente il modesto svantaggio del costo.

Da esperimenti condotti con la nuova batteria nel corso di tre anni, risulta che essa è molto resistente ai colpi, alle vibrazioni, alle variazioni estreme di temperatura e alla «gasatura», un difetto, questo, comune alle batterie attualmente sul mercato. Infatti, nelle normali pile a secco, la corrente elettrica decompone alcune sostanze chimiche adoperate nella loro costruzione, dando luogo alla formazione di gas che in breve tempo rendono inefficiente la batteria stessa. Nella nuova pila, ad evitare tale grave inconveniente, non sono state impiegate sostanze che favoriscono la formazione di gas.

Si prevede che la pila in miniatura verrà largamente utilizzata nell'alimentazione di apparecchi per sordi, di radio portatili, di impianti di navigazione per aerei, di apparati di amplificazione e di comunicazione tra una stanza e l'altra negli uffici, di magnetofoni portatili, e, comunque, di qualsiasi apparecchio dotato di circuiti transistorizzati. *(u. s.)*

APPLICAZIONI INDUSTRIALI DELLE FERRITI MAGNETICHE

dott. ing. Giuseppe Clerici

I MATERIALI magnetici « non metallici », sviluppatisi nell'ultimo decennio per applicazioni nel campo elettronico, offrono ora nuove possibilità anche nel campo elettrotecnico.

L'evoluzione di ogni tecnica è infatti influenzata dalla disponibilità di materiali nuovi, la cui utilizzazione obbliga a riconsiderare il problema iniziale, la cui fisionomia viene in conseguenza modificata.

Le ferriti magnetiche, dette anche ceramiche magnetiche sono essenzialmente costituite da ossidi ferromagnetici.

Per quanto riguarda le loro proprietà magnetiche (al pari dei metalli ferromagnetici), si dividono in due classi:

Ferriti dolci: dotate di perdite magnetiche estremamente ridotte.

Ferriti dure: dotate di proprietà coercitive elevate, costituiscono ottimi magneti permanenti.

Il merito principale della realizzazione pratica di questi materiali è da attribuirsi alle ricerche della nota ditta olandese Philips: le ferriti dolci sono state denominate « Ferroxcube », le ferriti dure « Ferroxdure ».

1. - FERRITI DOLCI.

Sono costituite da ossidi di ferro e di metalli bivalenti, di struttura cristallina cubica.

La fabbricazione è piuttosto complessa perchè richiede ripetuti processi di sinterizzazione

L'ossido di ferro (Fe_3O_4) viene mescolato con ossidi di zinco, manganese, cobalto, nichel secondo le qualità finali richieste. Dopo macinazione ad umido, la miscela viene sinterizzata in forno, rimacinata e conformata nella sagoma desiderata con leganti appropriati.

I pezzi essiccati vengono sinterizzati ad alta temperatura (1300 °C) in forni ad atmosfera controllata.

In tale fase della lavorazione viene a crearsi quella particolare struttura cristallina cubica, che conferisce le proprietà magnetiche.

Il materiale è duro e poroso come una ceramica e per portarlo a dimensioni occorre una rettifica.

Le ferriti di manganese e di zinco si possono impiegare fino a frequenze dell'ordine di 1 MHz. La resistività è di $20 \div 80$ ohm/cm.

Per dare un'idea delle loro proprietà magnetiche ad una induzione di 1500 gauss, la permeabilità si aggira intorno a 2000.

La resistività più elevata delle ferriti di nichel e di zinco (100.000 ohm/cm) consente l'impiego sino a frequenze fino a 100 MHz, la permeabilità è in questo caso di 400 (per induzione di 500 gauss).

Un materiale ceramico magnetico dolce che può essere impiegato fino a frequenze elevatissime (1000 MHz) è stato studiato sempre dalla Philips e denominato Ferroxplana. Anche questo materiale è costituito da ossidi di ferro, bario ed un altro metallo bivalente, sinterizzati, la struttura è esagonale.

L'orientazione dei cristalli è ottenuta per mezzo di campi magnetici.

2. - APPLICAZIONI DELLE FERRITI DOLCI.

a) *Antenne a bacchetta per radio ricevitori.*

Si realizzano antenne che captano la componente magnetica del campo irradiato. Sono cilindretti del diametro di $8 \div 10$ mm di ferrite zinco-nichel, lunghi $10 \div 20$ cm. Alcune spire avvolte, accoppiano al circuito oscillante d'entrata. I ricevitori così equipaggiati non necessitano di antenne a filo.

b) *Circuiti oscillanti per medie ed alte frequenze*:

Le dimensioni di tali circuiti possono essere in tal modo nettamente ridotte.

c) *Schermature magnetiche*:

I circuiti possono essere efficacemente schermati da campi magnetici perturbatori, mediante l'opportuno impiego delle ferriti.

Citiamo per esempio l'uso di perle di ferrite infilate su conduttori da schermare.

d) *Circuiti magnetici di piccole dinamo o motori.*

e) *Circuiti magnetici di piccoli alternatori*: specialmente per le frequenze elevate. È così possibile ridurre le perdite, per correnti indotte ad alleggerire i generatori.

f) *Trasformatori a basse perdite per frequenze elevate* (tra questi le bobine di induzione per accensione di motori a scoppio).

3. - FERRITI DURE.

Le ferriti dure (suscettibili di magnetizzazione permanente) sono pure ceramiche ottenute per sinterizzazione.

La mescola di ossidi (che comprendono principalmente ferro e bario) viene macinata a secco.

Il materiale viene quindi formato nelle sagome richieste. La sinterizzazione avviene a 1300 °C. Viene, durante tale processo, conferita una struttura cristallina esagonale.

Le doti principali di tali materiali sono l'elevato potere coercitivo (che rende però possibili tali magnetici ai campi smagnetizzanti) e l'elevata resistività che rende minime le perdite per correnti indotte.

Occorrono campi elevatissimi per ridurre la magnetizzazione; ciò consente di eseguire magneti a poli multipli assai ravvicinati. Il magnetismo residuo di questo tipo è inoltre molto stabile nel tempo e resistente agli urti. La resistenza B è dell'ordine di 2000 gauss, e la forza coercitiva di circa 1600 oersted. (Il prodotto massimo $B \times H$ è di circa di 1 milione di gauss-oersted).

Una nuova tecnica di orientazione dei cristalli, consente di ottenere ferriti anisotrope dotate di qualità magnetiche ancor più elevate. Si orientano cioè i cristalli mediante campi magnetici, a cui i pezzi vengono sottoposti durante la fase di compressione.

Si ottiene in tal modo una rimanenza di circa 4000 gauss ed una forza coercitiva di 1900 oersted; il prodotto massimo $B \times H$ è di circa 3,3 milioni di gauss oersted.

La resistenza di tali ferriti orientate, è elevatissima (108 ohm-centimetro).

Tale comportamento isolante è prezioso in certe applicazioni.

L'induzione B, ottenibile mediante tali magneti permanenti, è minore di quella delle moderne leghe per magneti (ad esempio il notissimo Al-Ni-Co). Per un determinato flusso magnetico occorreranno cioè sezioni maggiori, ma lo spessore potrà essere inferiore (a causa del campo H smagnetizzante più elevato). Sono così realizzabili magneti piatti che si prestano a numerose applicazioni.

4. - APPLICAZIONI DEI MAGNETI IN FERRITE DURA.

a) *Piccoli motori*: Il campo induttore realizzato in ferrite consente riduzioni nel peso, nell'ingombro e nel consumo.

b) *Piccoli alternatori* (volani magneti) per motocicli, alternatori con rettificatori per impianti su autoveicoli).

c) *Magneti permanenti per altoparlanti*: consentono una riduzione di spessore, molto utile per piccoli ricevitori.

A.

I dati più recenti sulla composizione della Terra.

Due scienziati dell'Università Yale, i professori Richard F. Flint e Matt S. Walton, hanno tracciato recentemente, nel corso di una riunione scientifica, un quadro aggiornato della composizione della Terra.

La Terra, ha affermato il prof. Walton, ha una densità media di circa 5,5 grammi per centimetro cubo, mentre la roccia che compone la crosta varia da 2,5 a 3,4 grammi per centimetro cubo. Attualmente sappiamo, ha soggiunto il prof. Walton, che la roccia ordinaria alla superficie non va oltre gli 8-16 km in profondità al disotto del mare e i 30-65 km al disotto dei continenti. Lo strato successivo o « manto » si spinge sino a 2900 km, mentre al centro della terra il nucleo non va oltre il raggio di 1.300 km ed il nucleo esterno che lo riveste non supera lo spessore di 3.500 km.

Secondo il prof. Keith E. Bullen dell'Università di Sydney (Australia), considerato uno dei maggiori scienziati per quanto riguarda l'interno della Terra, lo strato immediatamente successivo alla crosta terrestre è essenzialmente allo stato solido, mentre il nucleo esterno è allo stato fluido o fuso e il nucleo della Terra è essenzialmente solido, con una rigidità di circa quattro volte superiore a quella dell'acciaio a pressione ordinaria.

Il prof. Bullen ha valutato che la densità della Terra diminuisce da 5,5 grammi/cm³ in corrispondenza dell'estremità inferiore del « manto » a 9,5 grammi/cm³ alla sommità del nucleo esterno e circa 12 all'esterno del nucleo. La densità al centro del nucleo dovrebbe probabilmente aggirarsi sui 12,25-18 grammi per centimetro cubo.

La pressione da 1.333.000 atmosfere a 2.900 km di profondità passa a 4 milioni di atmosfere al centro della Terra. La spinta di gravità si mantiene intorno al 2 % del valore alla superficie sino a 2.400 km per salire leggermente sino a 2.900 km e giungere a zero mano a mano che ci si avvicina al centro della Terra. *(u.s.)*

Prospettive dell'energia nucleare nel campo industriale

(Conferenza del dott. Robert E. Wilson al Consiglio Nazionale delle Ricerche)

Parlando dinanzi ad uno scelto auditorio di esponenti del mondo scientifico e dell'industria nucleare italiana, presso la sede del Consiglio Nazionale delle Ricerche, il dott. Robert E. Wilson, già presidente del Consiglio di amministrazione della Standard Oil of Indiana e delegato americano alla recente Conferenza di Ginevra sugli usi di pace dell'energia atomica, ha espresso il suo fermo convincimento che « tra il 1965 ed il 1980 (l'epoca esatta dipenderà in parte dai progressi tecnologici nel campo dell'energia nucleare e in parte dai prezzi relativi dei combustibili commerciali) una moderata ma crescente proporzione dei maggiori impianti elettrici commerciali destinati a utilizzare combustibili atomici potrà essere costruita senza sovvenzione ».

Dopo aver tracciato una breve storia delle fonti tradizionali di energia, il dott. Wilson ha passato in rassegna i diversi aspetti dell'applicazione pratica dell'energia nucleare da fissione, discutendo inoltre le principali differenze tra il programma elettronucleare statunitense e quello britannico, impostati su premesse sostanziali diverse.

« Negli Stati Uniti — egli ha detto — riteniamo che sia più importante sviluppare i vari metodi per ottenere infine energia nucleare a costi convenienti, piuttosto che impegnarci in una corsa alla produzione di chilowatt senza tener conto del costo ».

Passando ad esaminare le ripercussioni dell'impiego dell'energia atomica sull'industria petrolifera, l'oratore ha escluso la possibilità della sostituzione degli attuali carburanti con combustibili nucleari nel campo dei trasporti su strada, ferroviari ed aerei, pur riconoscendo che nei prossimi 25 anni la propulsione atomica potrà determinare una sensibile contrazione dei consumi di petrolio nel campo dei trasporti marittimi commerciali.

Riguardo all'eventuale utilizzazione della reazione termonucleare controllata, attualmente allo studio in alcuni tra i maggiori paesi del mondo, il dott. Wilson ha affermato di concordare pienamente con quanto il dott. Esward Teller, uno dei più autorevoli scienziati americani nel campo delle ricerche sulla fusione controllata, ebbe ad affermare a Gievra nel settembre scorso, e cioè che per questo secolo non si prevede la produzione conomica di elettricità da questa fonte.

Peraltro, egli ha concluso, le nostre risorse future non sono una questione di quantità, ma dipendono da un continuo progresso d'ordine scientifico e tecnico.

« Se avremo scienziati ed esperti di valore e se conserviamo all'industria l'incentivo di farli lavorare, non vi sarà scarsità durevole di qualunque cosa la gente desideri od abbisogni. L'imponente aumento della domanda d'energia durante questo mezzo secolo e la rivoluzione verificatasi nelle nostre fonti di combustibile furono in larga misura determinati dal fatto che l'industria aveva scoperto che la ricerca scientifica poteva essere proficua. Se manterremo questa impostazione, non avremo nulla da temere in avvenire ».

A nome del presidente del Consiglio Nazionale delle ricerche ha porto il saluto all'illustre ospite il prof. A. M. Angelini, vice-presidente del Comitato Nazionale Ricerche Nucleari (CNRN). Dopo essersi vivamente congratulato con l'oratore per la chiara esposizione dell'interessante questione, il prof. Angelini ha affermato che le conclusioni cui è giunto il dott. Wilson confermano, ove ve ne fosse bisogno, la giustezza dell'impostazione italiana del problema elettronucleare. *(u. s.)*

I primi campioni di materiali nucleari preparati dall'Ufficio Nazionale Pesi e Misure

L'Ufficio Nazionale Pesi e Misure, in collaborazione con la Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC), ha preparato la prima serie di campioni-tipo di isotopi di uranio destinati all'impiego presso enti e laboratori di ricerche negli Stati Uniti e all'estero.

Recentemente l'AEC aveva spedito all'Ufficio Pesi e Misure una serie di 15 campioni-tipo provvisori di isotopi d'uranio, con una percentuale di arricchimento di uranio 235 compresa tra lo 0,5 % e il 93 %. Dopo un attento studio da parte dell'Ufficio Pesi e Misure, i primi 10 campioni-tipo sono stati approntati dal 1° ottobre e posti a disposizione degli enti di ricerche. Gli altri 5 campioni-tipo verranno posti a disposizione non appena saranno stati analizzati e valutati compiutamente.

Sono inoltre in preparazione campioni-tipo di altri materiali nucleari, come il plutonio ed il torio. *(u. s.)*

Consiglio Nazionale per l'Energia Nucleare

In Italia il disegno di legge istitutivo del CNEN (Consiglio Nazionale per l'Energia nucleare) è stato preso in esame dalla Commissione industria del Senato, riunito in sede referente. Il relatore, Sen. Battista, ha messo in evidenza quelle che, a suo avviso, sono le caratteristiche del provvedimento, trattarsi cioè di una legge provvisoria per venire incontro a necessità particolarmente urgenti, il che implica ovviamente una regolamentazione definitiva nel futuro. Il Sen. Battista ha poi rilevato che con la costituzione del CNEN, data la delicatezza della materia, il Governo assume una responsabilità politica dinanzi al Parlamento; ha ritenuto sufficiente il finanziamento di 50 miliardi per le ricerche; ha fatto risaltare come spetti al Ministero dell'Industria stabilire il regolamento e le norme di sicurezza per gli impianti e come i materiali qualora appartengano allo Stato vengano concessi ai privati e se dei privati è lo Stato che deve autorizzare il loro uso. La Commissione ha dato parere favorevole al Sen. Battista per un incontro col Ministro dell'Industria al fine di concordare e mettere a punto gli emendamenti presantati i quali, più che altro, concernono la forma, lasciando immutata la sostanza del provvedimento. *(p. h.)*

Accordi elettronucleari

Tra la « Vitro Corp » e la SIMEA (Soc. Ital. Meridionale Energia Atomica) è stato stipulato un contratto per un impianto elettronucleare da 150 mila kW. A sua volta la « Vitro Corporation of America » ha annunciato la costituzione della « Vitro International » con sede in Svizzera. La filiazione, che sarà diretta dal dott. Norman A. Spector, si occuperà di tutte le attività nel settore nucleare svolte dalla Società nei paesi oltremare, tra cui l'Italia.

Come è noto, oltre a prestare opera di consulenza tecnica per l'installazione di alcuni reattori nucleari da ricerca in corso di installazione in alcune località dell'Italia settentrionale, i tecnici della « Vitro » effettueranno la progettazione e seguiranno la costruzione di un grande impianto elettro-nucleare che sarà realizzato alle foci del Torrente Astura, sulla costa del Tirreno, ad una sessantina di km a sud-ovest di Roma, per conto della SIMEA. La centrale elettronucleare della SIMEA sarà alimentata da un reattore ad acqua pressurizzata da 500.000 kW termici, in grado di sviluppare una potenza elettrica di 150.000 kW.

La nuova decisione della « Vitro » è stata presa in vista delle crescenti applicazioni dell'energia atomica su scala industriale nei paesi oltremare e in seguito ai risultati di un'indagine ordinata dalla « Vitro » sulle possibilità offerte dal mercato nucleare internazionale. L'indagine fa ascendere a 3 miliardi di dollari nel prossimo decennio la domanda di beni e di servizi nel settore dello sviluppo nucleare da parte dei paesi oltremare.

* * *

Tra la « Westinghouse Electric Corp. » e la SELNI di Milano (Società Elettronucleare Italiana) sono state definite le trattative per lo acquisto di un impianto elettronucleare da 134 mila kW elettrici netti che la Società di Pittsburgh (Pennsylvania, USA) fornirà con reattore del tipo moderato e raffreddato ad acqua naturale in pressione (PWR).

* * *

In merito ai progetti italiani di acquisto all'estero di centrali elettronucleari da parte di Società private, è stata presentata dal Sen. Montagnani una interrogazione al Presidente del Consiglio, alla quale il Sottosegretario di Stato all'Industria ha dato la seguente risposta scritta: « Nel disegno di legge nucleare, approvato dal Consiglio dei Ministri e presentato al Parlamento, è data massima importanza al controllo statale, che si esplica mediante un regime di concessioni amministrative, il cui rilascio è subordinato a determinati requisiti che gli operatori devono dimostrare di possedere.

Ciò esclude che si possano creare posizioni di privilegio e favorisce, invece, il controllato sviluppo di libere e feconde iniziative per conseguire il più rapido ed efficiente apporto della nuova fonte di energia.

« Le trattative di carattere commerciale, che enti pubblici e società private conducono con ditte estere per l'eventuale acquisto di reattori nucleari, sono da ritenere convenienti e desiderabili ai fini del necessario guadagno di tempo. Infatti con l'entrata in vigore della legge, le fasi preliminari delle complesse trattazioni saranno, presumibilmente, prossime alla conclusione, e si potrà quindi senz'altro indugio procedere alle pratiche realizzazioni. Non sembra, dunque, il caso di intervenire per far soprassedere a tali iniziative, tanto più che esse non impegnano minimamente il Governo, né possono precostituire situazioni tali da influenzare il giudizio che il Parlamento sarà chiamato a dare sui provvedimenti proposti.

« Circa la costruzione di centrali elettronucleari sarà fatto il maggior sforzo perché l'approvvigionamento del materiale occorrente avvenga presso le industrie nazionali, ricorrendo all'estero solo per i materiali e le parti non reperibili. Tuttavia, nonostante questi accorgimenti, lo sforzo finanziario si presenta ugualmente imponente e tale da consigliare il ricorso al finanziamento internazionale. I contatti presi da parte governativa e da parte di privati con istituti di credito esteri si sono svolti finora in via del tutto preliminare. Ogni ulteriore decisione formerà oggetto di approfondito esame ».

I Diodi a Giunzione al Silicio (*)

I DISPOSITIVI al germanio avevano appena raggiunto lo stadio della produzione industriale, che i ricercatori e i costruttori raddoppiavano i loro sforzi per realizzare i dispositivi al silicio.

Si sapeva già, in effetti, che le loro proprietà — soprattutto per i valori delle costanti fisiche del silicio e, in particolare, per la larghezza della banda interdetta (1,1 eV contro 0,72 per il germanio) — erano tali da estendere notevolmente le possibilità aperte alla elettronica dall'impiego dei semiconduttori.

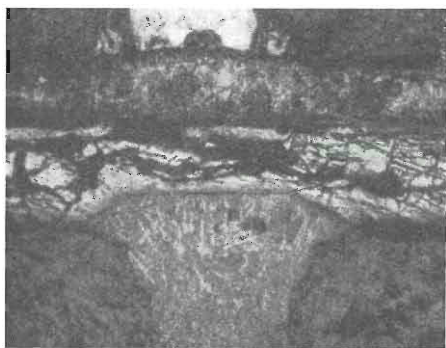



Fig. 1 - Sezione attraverso alla giunzione di un diodo al silicio.

Infatti si è visto che i diodi al silicio permettevano di raggiungere delle tensioni inverse molto elevate, delle correnti inverse estremamente piccole, una temperatura di funzionamento fra i 150 °C e i 200 °C.

La messa a punto di tali dispositivi, che suppongono la disponibilità di un materiale di eccellenti qualità e il perfetto controllo delle varie fasi della costruzione e del trattamento delle giunzioni, è stata portata a buon fine rapidamente.

Senza soffermarsi sulle teorie delle giunzioni, attualmente ben conosciute, descriveremo la costruzione di un diodo a giunzione al silicio, e quindi analizzeremo le sue principali proprietà, soffermandoci in modo paeticolare su alcune applicazioni particolari, per le quali il silicio è il materiale più particolarmente adatto.

1. - COSTRUZIONE DEL DIODO.

L'elemento essenziale del diodo è la giunzione *p-n*. Si sa che essa può essere preparata in diverse maniere, di cui le principali sono: la diffusione, il tiraggio (grown-junction) e la lega.

Il metodo di diffusione, molto promettente, non ha ancora superato lo stadio di laboratorio, a causa delle particolari precauzioni di cui necessita, e delle difficoltà che si incontrano per fissare i terminali delle due parti della giunzione.

Il metodo del tiraggio fornisce delle giunzioni graduali, molto adatte alla realizzazione di diodi con forti tensioni inverse; ma con questo metodo è molto difficile evitare grandi cadute della tensione diretta.

Il metodo di lega fornisce delle giunzioni di qualità eccellente, ed è abbastanza agevole da eseguirsi sul piano industriale. È questo metodo che è stato utilizzato in primo tempo per i diodi a giunzione della Compagnie Française Thomson-Houston. Le diverse operazioni possono riassumersi così:

Una pastiglia di silicio di tipo *n*, tagliata da un frammento di un monocristallo, è saldata con una delle sue facce su di una base metallica che porta uno dei terminali. Sull'altra faccia si fa fondere l'estremità di un filo di alluminio, il quale fa sciogliere un po di silicio e forma per ricristallizzazione uno strato di silicio del tipo *p* sormontato da una massa di eutectico alluminio-silicio e dalla parte del filo di alluminio rimasta intatta (figura 1), viene realizzata così nello stesso tempo la giunzione e il secondo terminale. L'insieme viene racchiuso in un cappuccio metallico saldato elettricamente sulla base e munito di un condotto isolante per il quale si fa passare il secondo terminale.

Tutti i pezzi staccati subiscono, all'inizio della lavorazione dei severi trattamenti di pulitura delle superfici, e nelle successive fasi, sono manipolati con grandissima precauzione allo scopo di evitare ogni alterazione e ogni contaminazione con corpi estranei.

Il montaggio degli elementi costitutivi viene realizzato in un supporto che assicura il loro perfetto centraggio; l'insieme viene quindi progressivamente riscaldato sotto una atmosfera neutra e poi raffreddato secondo un ciclo termico ben determinato, in modo da ottenere per ricristallizzazione delle giunzioni molto piane e esenti da tensioni meccaniche.

La scelta dei diversi materiali è molto critica e ci si deve accontentare di un compromesso fra le loro proprietà meccaniche elettriche e termiche.

La base meccanica, ad esempio, deve rispondere ai seguenti requisiti:

1) Un coefficiente di dilatazione molto vicino a quello del silicio, per evitare crepature.

2) Una buona conducibilità termica.

3) Una buona conducibilità elettrica.

La saldatura base-silicio deve costituire un contatto non rettificatore e

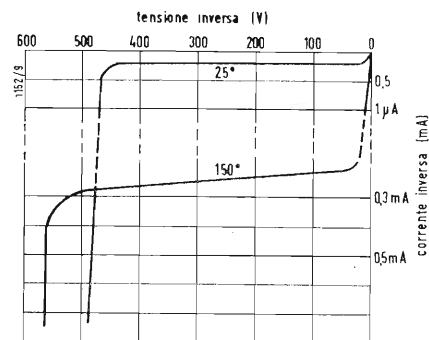



Fig. 2 - Caratteristica inversa di un diodo a giunzione al silicio per temperature di 25°C e 150°C.

fondere ad una temperatura assai bassa ma sempre più elevata della temperatura massima di utilizzazione del dispositivo. Su del silicio di tipo *n* si deve impiegare un elemento contente un donatore (in modo da ottenere uno strato n^+), siamo così portati a ricercare un metallo che possa far lega fa-

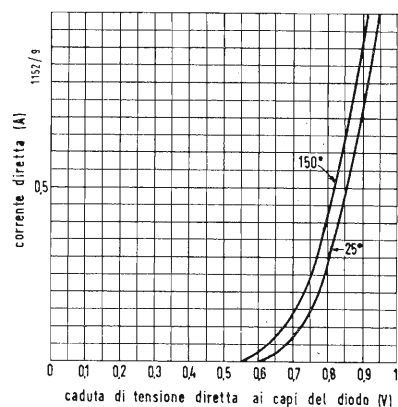



Fig. 3 - Caratteristica diretta di un diodo a giunzione al silicio per temperature di 25°C e 150°C.

cilmente con questo donatore e che formi, inoltre, con il silicio e il metallo di base, una lega poco fragile e che faccia bene presa. Si impiegano con successo delle leghe oro-antimonio o anche argento-piombo-antimonio.

Il filo che va poi saldato al silicio deve possedere i seguenti requisiti:

(*) PREVOST, F., Les diodes a jonetion au silicium, *L'onde éléctrique*, Maggio 1958, 38, 374, pag. 347.

1) saldarsi al silicio ad una temperatura molto bassa

2) essere un elemento accettore e possedere una impurità di tale tipo

3) formare con il silicio una lega assai poco fragile e che non provochi tensioni meccaniche troppo forti al contatto con il silicio originale.

L'alluminio è un materiale comodo per tale impiego in quanto egli è nello stesso tempo accettore e conduttore, forma con il silicio un eutectico a temperatura assai bassa (577 °C) e forma delle giunzioni di sufficiente solidità, purchè esse siano di piccole dimensioni. Si possono però ugualmente utilizzare altre leghe, come per esempio quella oro-gallio.

Le proprietà reali del diodo, una volta costruito, possono essere mascherate da fenomeni secondari; bisogna perciò far subire al diodo dei trattamenti superficiali per mettere in evidenza tali proprietà. Naturalmente questi trattamenti richiedono precauzioni estreme per evitare qualsiasi contaminazione del diodo.

Solamente dopo che questi trattamenti sono stati eseguiti il diodo viene racchiuso in un cappuccio metallico perfettamente stagno, mettendolo così definitivamente al sicuro dall'atmosfera esterna.

2. - PROPRIETA' DEL DIODO.

Le prestazioni che ci si possono aspettare da questi elementi si deducono dalle caratteristiche « tensione-corrente » dirette e inverse.

Queste curve, tracciate sperimentalmente, possono essere interpretate sulla base delle teorie sulle giunzioni *p-n* e del caso specifico di giunzioni per lega la teoria che più si avvicina alla realtà è quella di R. N. Hall (1). Per ora non è stato tenuto conto del fenomeno della ricombinazione in superficie, che pure giuoca un ruolo piuttosto importante (2).

Per quanto si sia cercato di rappresentare la corrente che attraversa il diodo, per unità di superficie, mediante una sola equazione del tipo:

$$I = I_o \, (e^{qv/2kT} - 1)$$

dove è:

q = carica dell'elettrone
k = costante di Boltzmann
T = temperatura assoluta.

è conveniente assumere per I_o, in senso diretto, la espressione:

$$I_d = \frac{q \, l \, n_i}{\tau}$$

dove è:

n_i = concentrazione dei portatori nel materiale intrinseco.
τ = vita media dei portatori ad alto livello
l = spessore della regione intermedia intrinseca, quella che si suppone separi le regioni *n* e *p* (ipotesi di Hall).

Per le correnti inverse, si assume invece il valore che si ha alla saturazione:

$$I_s = \frac{q \, l \, N}{\tau_o}$$

dove è:

N = la concentrazione di equilibrio dei portatori nella regione intermedia
τ_o = la vita media a basso livello.

Si vede subito che, per ridurre la corrente inversa, si ha interesse a fare:

1) delle lamine le più sottili possibile (per ridurre il fattore l)

2) dei monocristalli i più perfetti possibile (per aumentare τ_o).

tardi su questo fenomeno non ancora ben spiegato. Diciamo soltanto ora che il valore della tensione di rottura V_r dipende essenzialmente dalla resistività e che per essa se ne è potuto dare diverse espressioni più o meno soddisfacenti, come per esempio questa:

$$V_r = 39\varrho_n + 8\varrho_p$$

dove:

ϱ_n = resistività del silicio nella regione *n* (da una parte della giunzione)

ϱ_p = resistività del silicio nella regione ϱ (dall'altra parte della giunzione).

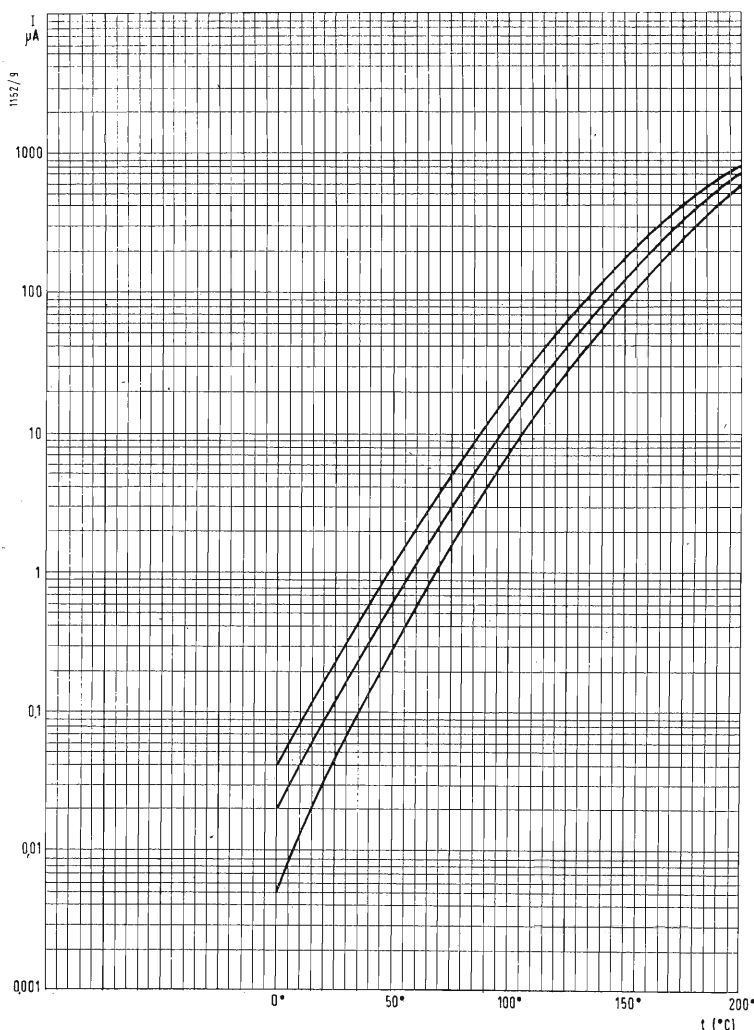



Fig. 4 - Diodi a giunzione al silicio. Variazioni della corrente inversa in funzione della temperatura, per una tensione inversa di 200 V.

Il valore di N viene ad essere determinato dalla resistività del materiale, che è a sua volta condizionato dalla tensione inversa di rottura desiderata.

L'esame delle caratteristiche (figura 2 e 3) mette in luce gli elementi essenziali dei diodi a giunzione al silicio:

a) apparizione brusca della tensione di rottura nel funzionamento nel senso bloccato. Ritorneremo più

A seconda della resistività del materiale di partenza, le tensioni di rottura possono trovarsi fra qualche decina e qualche centinaio di volt. Questo fa prevedere la fabbricazione di diodi che funzionino con 600 volts di tensione di cresta inversa e lascia sperare che in un futuro molto prossimo si potrà raggiungere e superare i 1000 volt di tensione di cresta inversa.

È probabile tuttavia che sarà con al-

tre tecniche che si potrà arrivare a produrre industrialmente dei diodi con alta tensione inversa.

Tali tecniche esigeranno un silicio di

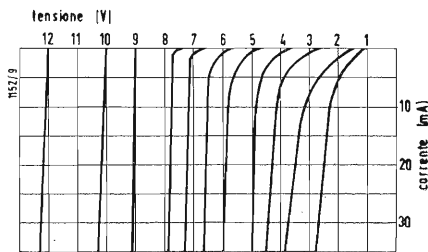



Fig. 5 - Diodi Zener. Caratteristiche inverse in funzione della tensione di riferimento.

grandissima purezza, poichè la stessa impurità che funge da donatore deve essere in minima quantità ed estrema perfezione cristallina allo scopo, in particolare, di ottenere delle notevoli vite medie per compensare l'aumento della corrente inversa che è conseguenza della debole contaminazione.

b) Corrente inversa esternamente piccola alla tenperatura ordinaria (qualche decimo ed anche qualche centesimo di μA) e praticamente costante fino ad una tensione inversa molto prossima alla tensione di rottura.

c) Caduta di tensione diretta dell'ordine di 0,85 V per una corrente di 500 mA, il che assicura un buon rendimento.

Il comportamento del diodo nei confronti di un aumento della temperatura è particolarmente interessante:

a) La tensione di rottura, salvo per i valori dell'ordine di pochi volt, cresce all'aumentare della temperatura di circa lo 0,1% per ogni grado centigrado, il che fornisce una sicurezza supplementare nel corso del funzionamento

b) La corrente inversa cresce in notevole proporzione all'aumentare della temperatura, ma siccome il suo valore è molto piccolo alla temperatura ordinaria esso resta a valori molto accettabili a temperature dell'ordine di 150 C° (circa 200 μA) (fig. 4).

Teoricamente la corrente inversa dovrebbe raddoppiarsi per ogni variazione di temperatura di 8 °C, ma si trova in pratica che essi si raddoppia effettivamente solo ogni 15 °C. Questa regola è assolutamente indicativa poichè la corrente inversa reale si compone di una corrente inversa vera e propria (che varia in funzione dell'inverso della temperatura seguendo la legge esponenziale teorica) e di una corrente di fuga dovuta alla costruzione (necessariamete non ideale) del diodo e le cui variazioni sono aleatorie.

c) La caduta di tensione in senso diretto, per una data corrente, diminuisce all'aumentare della temperatura, almeno nel campo di normale utilizzazione del diodo. Anche questo è un effetto favorevole per il funzionamento.

Questo comportamento del diodo, nei confronti delle variazioni di temperatura, può essere inoltre vantaggiosamente sfruttato per stabilire la temperatura che viene raggiunta dalla giunzione durante il funzionamento (3). Si traccia infatti la caratteristica diretta $I = f(V)$, per diverse temperature ambiente ben definite, con sistemi di misura a impulsi di corrente per non riscaldare la giunzione. Poi quando nel funzionamento permanente, alla temperatura ambiente t, si trova che, per una data corrente, si ha una caduta di tensione V_s che corrisponde ad un valore che si era precedentemente trovato per la temperatura t_1, si deduce che la giunzione, in regime permanente, si trova alla temperatura t_1.

La potenza che un diodo può fornire dipende dalla temperatura massima che la giunzione può raggiungere. Generalmente, la giunzione di un diodo al silicio può raggiungere, senza essere danneggiata, i 200 ÷ 250 °C. Le perdite dovute alla caduta di tensione in diretta sono inizialmente la causa preponderante del riscaldamento della giunzione; ma non bisogna dimenticare che, al crescere della temperatura, aumenta anche rapidamente la corrente inversa e che le perdite da essa causate contribuiscono, anche notevolmente, al riscaldamento della giunzione. Può inoltre verificarsi un effetto comulativo se non si provvede a disperdere rapidamente il calore dalla base e dal cappuccio. Per evitare quest'ultimo inconveniente e per ottenere maggior potenza si monta spesso il diodo con superfici disperdenti di grandi dimensioni (alette di raffreddamento).

3. - CONNESSIONI DEI DIODI.

Queste alette di raffreddamento si prestano molto bene anche per le connessioni dei diodi ormai diventate classiche nella elettronica: raddrizzatori mezzonda, tutt'onda, duplicatori di tensione, ponti monofase o trifase ecc. ecc.

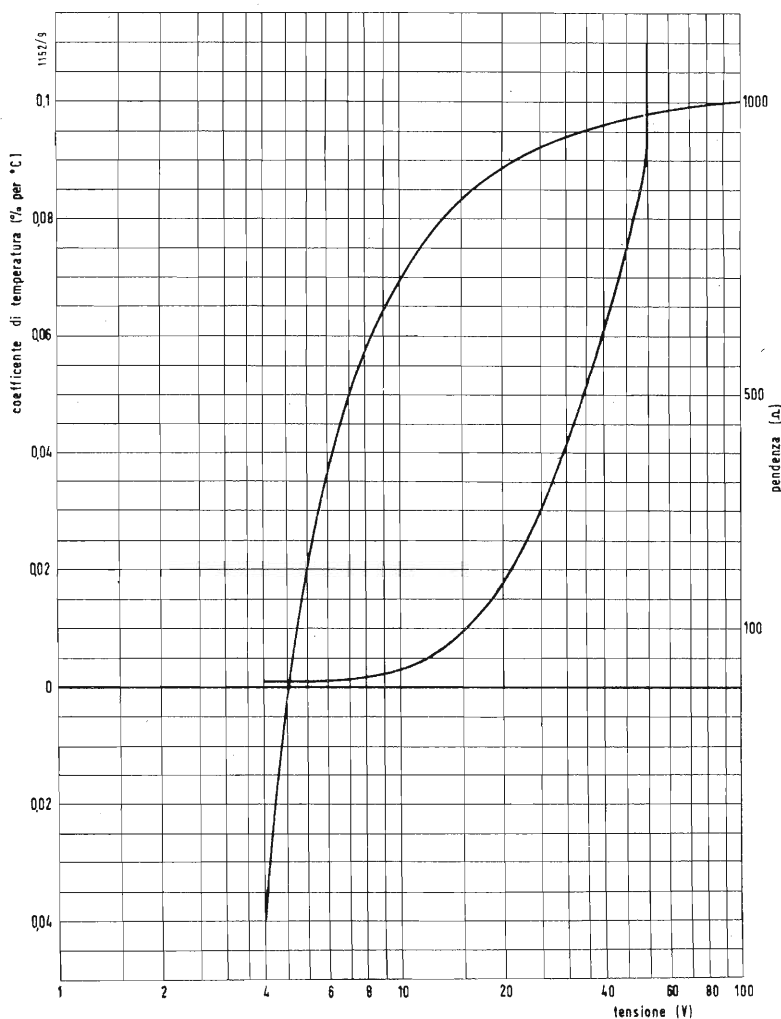



Fig. 6 - Andamento del coefficiente di temperatura e della pendenza di un diodo Zener in funzione della tensione.

Per accrescere ulteriormente il numero delle combinazioni possibili si possono far lavorare anche i diodi connettendoli in serie o in parallelo, ma per far questo bisogna usare certe precauzioni. Mettere in serie due diodi è cosa molto facile, poichè — come

Fig. 7 - Diodi Zener: andamento della pendenza dinamica nel campo da 5 a 12 V.

avremo ancora occasione di vedere — un diodo può lavorare alla sua tensione di rottura senza essere distrutto in quanto la sua corrente resta limitata dalla corrente inversa del diodo con il quale è associato.

Ma al contrario mettere due diodi in parallelo è cosa più delicata e necessita — perchè la corrente si ripartisca egualmente fra i due diodi — che le caratteristiche dirette siano più simili possibile almeno fra l'origine e il valore di cresta che si può avere nel circuito.

Aggiungiamo infine che i diodi, con o senza alette di raffreddamento, possono sempre sopportare senza danno dei sovraccarichi accidentali momentanei di qualche decina di volte maggiori della loro corrente normale.

4. - DIODI REGOLATORI DI TENSIONE.

Abbiamo già detto che un diodo può lavorare alla sua tensione di rottura senza essere danneggiato. Questa proprietà è sfruttata per fabbricare diodi che servono come regolatori di tensione o diodi a effetto Zener.

È abbastanza chiaro infatti che se si realizza un circuito tale per cui il punto di funzionamento del diodo (tensione, corrente) si mantenga sulla parte della caratteristica corrispondente alla rottura, la corrente può variare entro limiti assai larghi senza che la tensione vari sensibilmente. In questa regione si ha $I = k\ V^n$ (n può raggiungere il valore 1500). Tuttavia sono i diodi a piccola tensione inversa che costituiscono i veri e propri regolatori di tensione. Ad un regolatore di tensione in effetti si richiede:

1) che abbia una tensione di riferimento ben definita;

2) che abbia una pendenza, o resistenza dinamica, più piccola possibile;

3) che vari il meno possibile col variare della temperatura.

Il punto di rottura così brusco dei diodi al silicio li rende particolarmente adatti a soddisfare il primo requisito.

La famiglia di curve (fig. 5) mostra che la coda è sempre meno accentuata a mano a mano che si va verso le tensioni negative.

Lo studio della pendenza $Z = \dfrac{\Delta V}{\Delta I}$ e del coefficente di temperatura $\dfrac{\Delta V}{\Delta t}$ in funzione della tensione mostra che queste due grandezze sono tanto più piccole quanto più bassa è la tensione (fig. 6). Il coefficente di temperatura arriva anche ad annullarsi nell'intorno del 5 V.

Lo studio più preciso della pendenza (fig. 7) rivela che essa è assai forte (30 Ω) per tensioni basse (4 ÷ 5 V), passa per un minimo verso gli 8 V (qualche ohm) poi ricomincia a crescere a partire dai 12 V (10 Ω).

Sono quindi i diodi che hanno tensioni di rottura compresa fra i 6 e i 15 V che sono più interessanti per la regolazione di tensione. Per esempio un diodo con 8 V di tensione di riferimento può avere un coefficente di temperatura di 0,06% e una pendenza di qualche ohm, mentre un diodo con 12 V di tensione di riferimento avrebbe già un coefficente di temperatura di 0,075% e una pendenza da 10 a 12 Ω Per realizzare quindi una tensione di riferimento più elevata è più conveniente mettere due diodi a bassa tensione in serie, perchè così si otterrà una pendenza e un coefficente di temperatura più piccoli di quello che avrebbe un diodo con tensione di rottura uguale a quella voluta.

Se poi ci interessa sopratutto un coefficente di temperatura piccolo la cosa migliore è associare un diodo Zener e un diodo montato in diretta; il coefficente di temperatura di questo

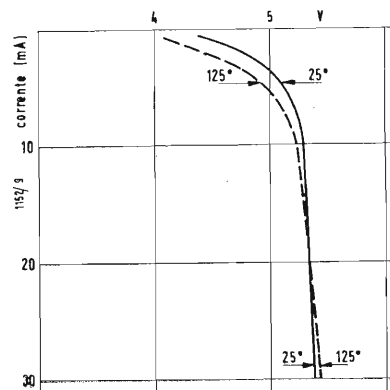



Fig. 8 - Diodo regolatore di tensione con coefficiente di temperatura negativo a basso livello e positivo a forte livello. Questo diodo può essere vantaggiosamente utilizzato nell'intorno dei 20 mA.

ultimo infatti — come abbiamo già visto — è negativo e compenserà in parte il coefficente positivo del diodo Zener.

Infine, per certi diodi con curvatura graduale e tensioni di rottura dell'ordine di 5 ÷ 6 V, può succedere (fig. 8) che, a seconda del punto di funzionamento, il coefficente di temperatura sia ora negativo ora positivo, cosicchè nell'intorno di un punto di funzionamento ben definito tale coefficente è praticamente nullo. In conseguenza di ciò il costruttore spesso consiglia l'impiego di certe categorie di diodi entro due specifici valori limite di corrente.

L'interpretazione del fenomeno della tensione di rottura non è ancora ben chiarito. Si è pensato da principio — e da questo è derivato il nome dato ai diodi regolatori di tensione — alla teoria di Zener inizialmente sviluppata per i dielettrici e secondo la quale il campo elettrico, ad un certo momento, diventa sufficentemente intenso da far passare degli elettroni da una banda di energia alla banda superiore, e creare così delle coppie elettrone-cavità. Le formule a cui conduce tale teoria male si accordano con l'esperienza, per cui si ammette attualmente che tale fenomeno sia analogo al fenomeno di scarica a valanga che si verifica durante la scarica elettrica in un gas.

5. - CONCLUSIONI.

Oltre alle qualità comuni a tutti i dispositivi a semiconduttore, (ingombro ridotto, assoluta robustezza, vita media molto lunga) gli elementi al

(*il testo segue a pag.* 574)

Evoluzione della Realizzazione dei Dispositivi a Semiconduttori (*)

I progressi stupefacenti che sono stati realizzati nel campo dei semiconduttori nel corso degli ultimi dieci anni, hanno aperto una nuova branca dell'elettronica ricca di possibilità future in un grandissimo numero di applicazioni. È interessante quindi vedere quali siano i problemi tecnologici che si presentano oggi ai costruttori e quali siano le prospettive che sono offerte dalla tecnica moderna.

UNO DEI FATTI più rimarchevoli che il fisico può oggi notare nel campo dell'elettronica è l'importanza sorprendente che hanno assunto i semiconduttori nel corso degli ultimi dieci anni.

In effetti solamente nel 1948 il Bell Telephone Laboratories (Bardeen e Brattain) ha presentato un dispositivo completamente nuovo, costituito da una pastiglia di germanio sulla quale si appoggiavano due punte metalliche, dispositivo che, malgrado la sua semplicità, presentava delle proprietà amplificatrici analoghe a quelle di un triodo. Il « transistore » era nato, e stava per aprirsi una nuova branca della Elettronica.

Il « transistore a punta » era stato appena inventato che al suo fianco, pochi mesi dopo, apparve il « transistore a giunzione » (Shockley 1949). L'entusiasmo provocato dalle prospettive che si aprivano con la scoperta di questi nuovi dispositivi, si traduceva ben presto in un considerevole numero di ricerche scientifiche sullo stato solido. Tuttavia, a parte il suo grande interesse scientifico, il transistore, sugli inizi, provocò non poche critiche sul piano industriale, critiche che sembravano negare al transistore un grande avvenire. Si rimproverava a questo nuovo dispositivo l'enorme dispersione delle sue caratteristiche, a seconda dei diversi campioni, e le sue possibilità di impiego apparentemente molto ridotte poichè esso non poteva fornire che potenze molto piccole e a basse frequenze. In principio quindi il transistore fu considerato più come una curiosità di laboratorio che come un mezzo comodo, suscettibile di rendere importanti servigi nei differenti circuiti come per esempio, nei circuiti di amplificazione, di commutazione e di generazione di segnali.

Per quattro anni la produzione industriale dei transistori fu, per così dire, trascurabile. Chi avrebbe potuto d'altra parte prevedere a quell'epoca lo sviluppo quasi esplosivo che era imminente? Chi avrebbe potuto pensare che, alcuni anni più tardi, nel 1956, solamente negli Stati Uniti se ne sarebbero fabbricati 13.000.000 e che la domanda sarebbe aumentata con tale rapidità che, anche le ditte più potenti e meglio attrezzate sarebbero state incapaci di soddisfare il bisogno di transistori del mondo intero?

Il fatto è che gli inconvenienti degli inizi sono stati superati ben presto grazie alle ricerche e agli studi tenacemente e metodicamente condotti nei laboratori di tutto il mondo.

Il fatto più notevole è la rapidità con cui i perfezionamenti ottenuti sono passati dal campo del laboratorio a quello della produzione industriale in grande serie. Meno di tre anni fa le ditte più grandi degli Stati Uniti a stento potevano realizzare una produzione settimanale di qualche migliaio di transistori; oggi giorno le stesse ditte hanno portato la loro produzione settimanale sull'ordine delle centinaia di migliaia di transistori.

Parallelamente al grande progresso dei transistori si è avuto quello stupefacente dei diodi i quali hanno potuto avvantaggiarsi degli studi e dei risultati ottenuti dalle ricerche sui semiconduttori. Tale progresso si è avuto sia per quello che riguarda la potenza dei diodi, sia la loro tensione inversa. Appena 10 anni fa non si era in grado di fabbricare che dei diodi capaci a stento di raddrizzare correnti di qualche milliampere con tensioni dell'ordine di 50 volt; la realizzazione di diodi a giunzione, di potenza sempre maggiore, permette di raddrizzare correnti comprese fra il milliampere e molte centinaia di ampere, con tensioni di rottura che possono raggiungere le centinaia di volt per cellula.

Questa evoluzione è stata possibile grazie alla migliore conoscenza teorica e pratica dei fenomeni che hanno luogo all'interno dei corpi semiconduttori. Tale evoluzione si è potuta concretare:

1) ottenendo materiali sempre più puri, contenenti solo le impurità desiderate, necessarie per ciascuna applicazione

2) mediante la messa a punto di tecniche nuove per la realizzazione della regione attiva del dispositivo, regione che nella maggior parte dei casi è costituita da una o più giunzioni n, p.

1. - MATERIALI.

Si sa, da una parte, che le proprietà elettriche di ciascun semiconduttore sono estremamente sensibili alla presenza o all'assenza di atomi estranei detti « impurità » ma, d'altra parte, si sa anche che alcune di queste impurità sono necessarie per la realizzazione dei dispositivi a semiconduttori. La natura di queste impurità, così come la loro concentrazione nel materiale di base devono essere opportunamente scelte e severamente controllate. Ottenere dei monocristalli di germanio o di silicio con meno di un atomo del corpo estraneo per ogni 10^6 atomi del corpo considerato, ha costituito per l'industria chimica ed elettronica un problema nuovo e difficile.

Allorchè i tecnici poterono ottenere i monocristalli in modo corrente, si credette che la maggior parte delle difficoltà fossero risolte, almeno per quello che riguardava i materiali. Ma, a mano a mano che l'esperienza si faceva più profonda, ci si è ben presto accorti che sorgevano nuovi interrogativi, i quali almeno a nostra conoscenza, sono ben lontani dall'avere tutti ricevuto una risposta soddisfacente.

La qualità, la riproducibilità e la stabilità dei dispositivi ottenuti dipendono dalla costanza assoluta del materiale di base in tutti i suoi para-

(*) MERCIER, J. M., Evolution des Techniques de Réalisation des Dispositifs a Semiconducteurs, *L'Onde Electrique*, maggio 1958, 38, 374, pag. 342).

metri, da quelli che attualmente possono essere misurati e forse da altri ancora di cui attualmente non si può che sospettarne l'esistenza. Non bisogna dimenticare che la dispersione delle caratteristiche di un transistore sarà diminuita non solo migliorando il materiale in se stesso, ma migliorando anche le sue superfici.

Nel corso di questi ultimi anni sono stati già realizzati dei grandi progressi, ma si deve constatare che molto resta ancora da fare e molto resta ancora da imparare in questo campo prima di poter affermare che si è capaci di produrre, e sopratutto di poter riprodurre a colpo sicuro, un monocristallo di struttura cristallina perfetta, che non contenga che quelle impurità e quelle imperfezioni che sono desiderate, non solo in qualità ma anche in quantità.

Per quello che riguarda la purezza dei materiali di base, segnaliamo che recentemente è stato compiuto un lavoro enorme, specialmente nei confronti del silicio. È possibile ottenere attualmente una materia prima di altissima qualità presso molte ditte fornitrici non solamente negli Stati Uniti ma anche in Europa. Per esempio si può oggi trovare sul mercato del silicio che, senza ulteriori purificazioni, da dei monocristalli la cui resistività può raggiungere e anche superare i 100 ohm.cm, con una vita media dell'ordine del millisecondo.

A questo stadio di purezza, i metodi di purificazione fisici (purificazione per cristallizzazione progressiva o purificazione per « zone melting ») hanno sostituito le purificazioni chimiche, e permettono di eliminare da un campione di germanio o di silicio quasi tutti gli « accettori » e i « donatori » dei gruppi III e V. Il boro stesso, che costituiva l'impurità più dannosa e che per molto tempo sembrava impossibile da eliminare nel caso del silicio (coefficiente di ripartizione vicino all'unità) può essere eliminato oggi mediante un procedimento di purificazione per zone (« zone melting ») in una atmosfera di idrogeno contenente del vapore d'acqua.

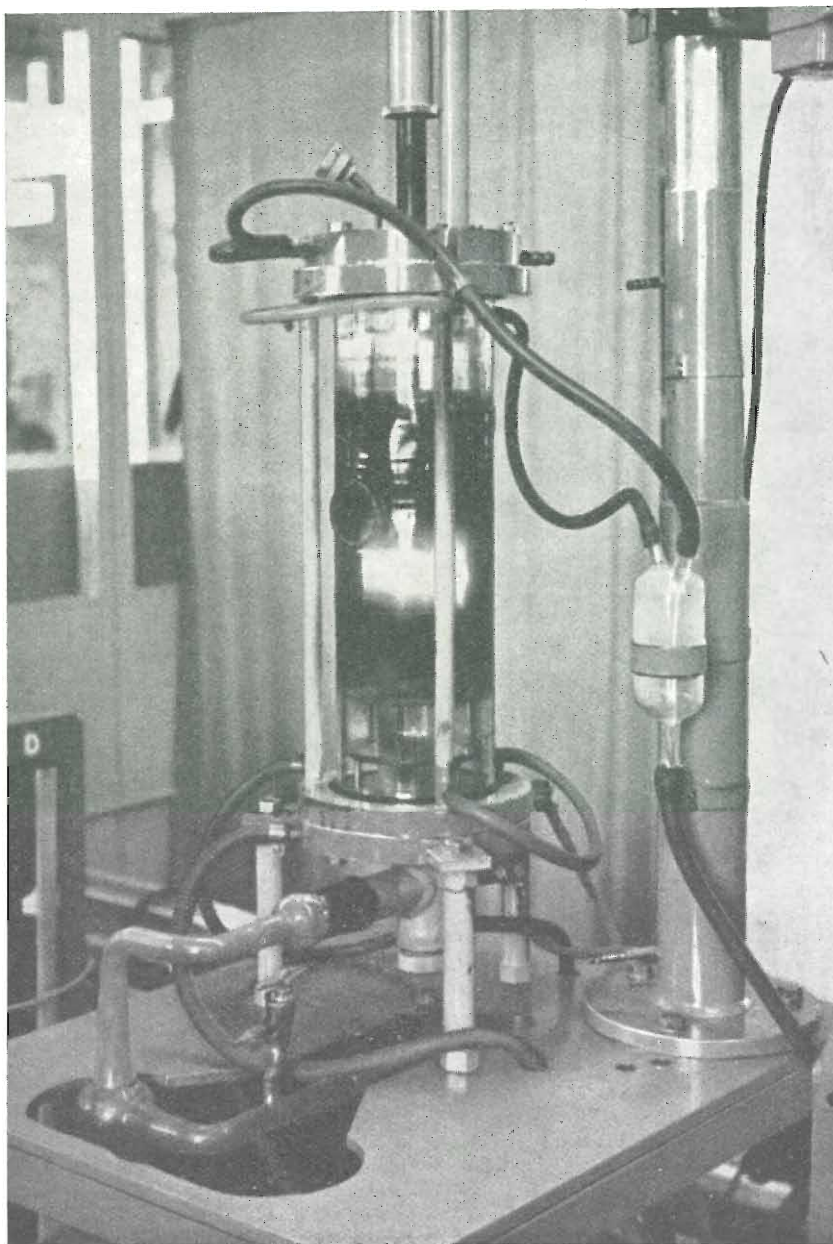
I procedimenti tecnici che permettono di ottenere dei monocristalli convenienti hanno costituito la base per studi su soggetti molto diversi fra loro ma tutti ugualmente importanti. Tali studi sono stati condotti sopratutto sulla geometria dei forni, sul controllo della temperatura e dell'atmosfera, sulle condizioni di tiraggio, sull'agitazione del bagno, sull'orientamento dei germi, sul tiraggio a volume costante e sull'eliminazione delle impurità.

Essi hanno portato a una conoscenza sempre migliore delle condizioni di estrazione e della costruzione dei forni e hanno permesso di migliorare notevolmente le qualità dei monocristalli ottenuti.

Il metodo *Czochralski* è sempre utilizzato, ma alcuni laboratori preferiscono:

— per il germanio: il metodo detto di « zone levelling » con il quale si può ottenere orizzontalmente dei monocristalli di dimensioni notevoli, la cui resistività resta quasi costante lungo tutto il lingotto;

— per il silicio: il metodo detto « floating zone » che elimina il pericolo di contaminazione, e che ha già dato in questo senso eccellenti risultati, permettendo di ottenere, per esempio, dei monocristalli di silicio che hanno una resistività dell'ordine dei 15.000 ohm.cm, con una vita media da 1 a 2 millisecondi.

Tuttavia se la maggior parte dei laboratori sanno oggi estrarre, in modo quasi corrente, dei lingotti monocristallini di dimensioni notevoli, sembra ancora molto difficile, per non dire impossibile conoscere il valore esatto del materiale prodotto per quello che riguarda la sua utilizzazione pratica in vista della realizzazione di un dato dispositivo. In effetti le misure di resistività per esempio danno, la maggior parte delle volte, delle indicazioni sul numero dei portatori e sulla purezza del prodotto, purchè si tratti di elementi del gruppo III e del gruppo V, ma nei materiali nei quali gli elementi del gruppo III sono compensati da elementi del gruppo V, possono essere rilevate delle resistività molto elevate, che però non danno nessuna informazione sul tenore delle impurità. In tal caso sono necessarie delle misure basate sull'effetto Hall a bassa temperatura per determinare il tenore di impurità del prodotto.

Una fase dell'operazione di « tiraggio », mediante la quale partendo da germanio chimicamente puro si ottengono monocristalli di notevoli dimensioni. (*Foto Telefunken*).

Che cosa rappresentano, per colui che deve utilizzare il materiale, le misure della vita media dei portatori di minoranza che si desumono dall'esame delle superfici di corrosione o dalle strutture cristalline, se poi non sappiamo collegare sistematicamente tali cifre ai parametri fondamentali del dispositivo? Molte volte due monocristalli tirati in condizione analoghe sembrano, in base alle nostre misure, identici, e invece si dimostrano completamente differenti quando si tratta di realizzare, per esempio, un transistore.

Vi è tutta una serie di problemi importanti che sfortunatamente non sono stati ancora risolti nè teoricamente nè praticamente; ma, lo ripetiamo, è sopratutto dalla qualità del materiale utilizzato, dalla sua perfetta riproducibilità sul piano industriale che dipenderà l'avvenire dei dispositivi a semiconduttori, perchè tali requisiti permetteranno di ottenere sistematicamente per tali dispositivi le caratteristiche volute, con una dispersione più ridotta possibile.

2. - REALIZZAZIONE DELLA PARTE ATTIVA DEL DISPOSITIVO.

I tecnici che desiderano costruire un dispositivo a semiconduttori si trovano di fronte ad un numero imponente di metodi che gli danno la possibilità di realizzare, nell'interno del materiale, la regione attiva, permettendo di ottenere il raddrizzamento o l'amplificazione nelle condizioni desiderate.

Ben inteso alcuni di questi metodi sono di più facile impiego degli altri. ed alcuni anche permettono di ottenere dei risultati che sono impossibili con gli altri. Il tecnico può dunque attualmente selezionare il metodo più adatto e più opportuno per la realizzazione del dispositivo che egli desidera costruire. Ancor meglio, la teoria e la pratica gli danno la possibilità di fabbricare un dispositivo, per esempio un transistore, che abbia delle caratteristiche adatte per un dato scopo e fissate in anticipo.

Nella maggior parte dei dispositivi attualmente utilizzati, la parte attiva è costituita da una giunzione *p.n.*, cioè la regione in cui la conducibilità del semiconduttore passa dal tipo *p* (conduzione per cavità) al tipo *n* (conduzione per elettroni). Due classi principali di metodi rendono possibile la creazione di tali giunzioni:

1) La prima classe consiste nell'introdurre nel materiale, dopo l'estrazione del monocristallo, gli elementi estranei che costituiscono i donatori o gli accettori. Questa introduzione avviene nel corso di un trattamento speciale che può essere o un processo di lega, o per diffusione oppure mediante bombardamento di particelle.

2) La seconda classe (metodo per «tiraggio») consiste nell'introdurre le impurità nel monocristallo nel corso della sua crescita. Queste impurità possono essere incorporate direttamente e gradatamente nel bagno nel corso della estrazione del monocristallo (metodo per contaminazione alternata) oppure, in altro modo, gli elementi donatori ed accettori possono essere presenti nel bagno fino dall'inizio del processo e la formazione delle giunzioni può essere realizzata variando le condizioni del tiraggio provocando variazioni di temperatura o variazioni della velocità di crescita (metodo di tiraggio per variazioni di velocità). Il metodo detto di «rifusione», che è una variante dei metodi di tiraggio consiste nel rifondere una parte di un monocristallo per esempio di tipo *n*, contenente come impurità un elemento donatore e uno accettore, in quantità esattamente calcolate e con un coefficente di separazione molto diverso, poi nel fare raffreddare molto rapidamente la parte rifusa creando così una regione *p* molto sottile fra due regioni di tipo *n*.

Senza voler entrare nei dettagli di questi metodi diversi, si può dire che, attualmente, si conoscono molto bene le possibilità di ciascuno di essi. A titolo indicativo riassumiamo qui sotto ciò che possono offrire i metodi più frequentemente usati.

***

Il *metodo di lega*, primo in ordine di data, fornisce:

1) *dei buoni raddrizzatori di piccola o anche di grande potenza*, sia con monocristalli di germanio che di silicio.

2) *dei transistori di bassa e di media frequenza* al germanio che hanno dei buoni guadagni di corrente (α dello ordine di $0{,}98 \div 0{,}99$), delle frequenze di taglio che possono raggiungere i $10 \div 15$ MHz, delle capacità di collettore convenienti (C_c dell'ordine di $15 \div 35$ pF), delle resistenze di base piccole (R_b dell'ordine di $80 \div 200\ \Omega$) e una buona dissipazione di potenza ($150 \div 200$ mW).

3) dei *transistori di potenza al germanio con buon guadagno di corrente* (α dell'ordine di 0,9), frequenza di taglio piuttosto bassa ($F\alpha_b$ dell'ordine dei $50 \div 100$ kHz) delle capacità di collettore un po' forti (C_c dell'ordine di 500 pF) ma resistenze di basi eccellenti (R_b dell'ordine di $20 \div 40\ \Omega$) con ottima dissipazione di potenza.

Con questo metodo sono stati realizzati anche transistori di bassa e media frequenza e transistori di potenza *al silicio*, ma sembra che con questo materiale siano industrialmente preferibili i metodi di tiraggio o i metodi di diffusione.

***

Metodi di tiraggio: sia che si tratti di metodi di contaminazione alternata o di metodi di variazione di velocità di crescita, tutti sembrano dare delle giunzioni che hanno delle proprietà molto interessanti, ma tutti hanno il grande inconveniente, da una parte, di richiedere un controllo costante e severo delle condizioni di crescita del cristallo, e dall'altra dell'impossibilità anche teorica di ottenere delle basi sempre più sottili, cioè l'impossibilità di poter fissare un limite superiore alla frequenza di taglio.

*

I metodi di tiraggio sono utilizzati per realizzare:

1) *Raddrizzatori di qualsiasi potenza*, specialmente quando il materiale è il silicio. Si sono ottenute anche delle elevate tensioni di inversa, ma purtroppo spesso si è dovuto tener conto della caduta di tensione in diretta.

2) *Transistori di media frequenza* di alta qualità, che hanno delle caratteristiche molto riproducibili. In generale si può dire che i transistori ottenuti con questo metodo presentano:

a) dei buoni guadagni di corrente, anche se un po' bassi nel caso del tiraggio per variazione della velocità di crescita (con il quale la resistività dello emettitore non raggiunge valori elevati). Si deve notare che il guadagno di corrente di un transistore ottenuto per tiraggio tende ad aumentare con la temperatura.

b) delle frequenze di taglio accettabili che possono arrivare ai $15 \div 20$ MHz (sembra difficile poter sorpassare la frequenza di taglio di 25 MHz utilizzando unicamente metodi di tiraggio);

c) delle capacità di collettore molto buone dell'ordine di $2 \div 8$ pF;

d) delle resistenze di base accettabili dell'ordine di $150 \div 300\ \Omega$.

e) delle dissipazioni di potenza piuttosto deboli dell'ordine di 50 mW.

3) *Dei transistori di potenza al germanio, ma sopratutto al silicio.* Si sono ottenuti con questo metodo dei transistori di potenza al silicio con frequenza di taglio di 3 MHz e capaci di dissipare al collettore una potenza di 10 watt.

***

I *metodi per diffusione*, ultimi in ordine di tempo, hanno permesso di ottenere, con il germanio e con il silicio, delle giunzioni dotate di eccellenti proprietà e si può dire, senza esagerazione, che essi costruiscono attualmente i metodi più promettenti per l'avvenire, sia che si tratti della fabbricazione di diodi o di raddrizzatori, sia che sia tratti di transistori.

La diffusione fornisce delle giunzioni molto piane e ben parallele, contrariamente a quello che si ottiene con i metodi di tiraggio.

La profondità della giunzione può essere determinata con accuratezza mediante il controllo del tempo di diffusione e della temperatura alla quale essa avviene. Lo spessore della base di un transistore può essere controllata con molta precisione, e si sono ottenute, con tale metodo, degli spessori di base di una sottigliezza incredibile. Si possono inoltre ottenere regioni di base con resistività uniforme o con resistività graduale. Da ciò si vede che questo metodo fornisce un grandissimo numero di possibilità per lo utilizzatore.

*

Con i metodi per diffusione si sono potuti realizzare:

1) dei *dispositivi che è impossibile ottenere con altri metodi*: giunzioni *p.n.* molto prossime alla superficie, pile solari:

2) dei *diodi e dei raddrizzatori con alta tensione inversa* (molte migliaia di volts) e piccola caduta di tensione in diretta;

3) dei transistori per alta frequenza, caratterizzati da resistenze di base molto piccole (dell'ordine dei 50 Ω), da capacità del collettore eccellenti (dell'ordine di qualche pF), da frequenze di taglio impossibili con altri metodi (dell'ordine dei 500 MHz) e da una buona dissipazione di potenza.

4) dei *transistori di potenza* che presentano nello stesso tempo buone caratteristiche sia di frequenza che di potenza, con piccola resistenza di base e ottima capacità di collettore.

***

Sulla base di questi metodi generali, è possibile impiegarne altri fondati sulla combinazione di un certo numero di quelli che abbiamo esposto. È possibile combinare, per esempio:

1) le proprietà interessanti delle giunzioni ottenute con i metodi di lega e quelle delle giunzioni ottenute per tiraggio

2) la diffusione e il metodo di lega

3) la rifusione e la diffusione

4) il metodo di tiraggio e la diffusione.

Come si vede si possono ottenere un grande numero di possibilità diverse.

Nel campo della fabbricazione, la grande esperienza, acquisita nel corso negli ultimi anni, sull'applicazione dei nuovi metodi tecnologici ha condotto alla realizzazione, in grande serie di diodi, raddrizzatori e transistori, di stabilità sempre maggiore e di durata addirittura spettacolosa.

Le caratteristiche sempre più perfezionate dei dispositivi realizzati ha permesso di trovare per ciascuno di essi un campo di applicazione. Ben inteso malgrado il continuo miglioramento della riproducibilità dei singoli parametri, alcuni tecnici troveranno ancora che la dispersione delle caratteristiche è ancora troppo grande e che tali caratteristiche non sono ancora quelle che essi desidererebbero per le loro applicazioni. Se si pensa però che, appena cinque anni fà, la maggior parte dei tipi attuali di diodi o di transistori non esistevano neppure allo stadio di prototipi di laboratorio si può misurare il cammino percorso in questo periodo di tempo relativamente breve. Per finire cerchiamo di intravedere ciò che ci può riservare il prossimo avvenire nel campo dei semiconduttori.

Come abbiamo già detto precedentemente, sembra che i limiti di potenza e di frequenza che sembravano insormontabili per tali dispositivi, a poco a poco sembrano sparire.

Allo stadio di laboratorio, con l'apparizione dei transistori «*p.n.i.p.*» e dei «drift transistors» sembrano raggiungibili frequenze dell'ordine dei 300 ÷ 5000 MHz. D'altra parte, con altri tipi basati sugli effetti di campo sembra che si possa andare ancora più in sù (tecnetron) e raggiungere anche i 1000 MHz (spacistor).

Dal punto di vista della potenza il limite dei 10 watt che, fino al alcuni anni fà, sembrava il massimo realizzabile con i transistori di potenza al germanio, è oggi di gran lunga superato, poichè si è arrivati a realizzare in laboratorio dei transistori capaci di fornire una potenza sul collettore da 1 kW a 3 kW.

Si comincia anche ad ottenere grande potenza e alta frequenza di taglio nello stesso dispositivo con tentativi di transistori che sono capaci di fornire molte dozzine di watt e che funzionano a frequenze di molti megahertz.

Per i raddrizzatori ci si debbono aspettare progressi analoghi, in breve tempo. Attualmente si possono fabbricare delle cellule uniterie capaci di fornire da 50 a 200 ampere, e sembra che ben presto si arriverà ad avere da 500 a 1000 ampere per cellula. Le tensioni inverse saranno anch'esse senza dubbio migliorate (già si ottengono qualche migliaia di volts per raddrizzatori di media potenza) e nello stesso rempo le correnti inverse diventeranno sempre più trascurabili. In una parola, si può dire, che le cellule di raddrizzamento, per quello che riguarda le loro caratteristiche, tendono sempre più verso le condizioni ideali.

Non anticiperemo ora altre cose su un avvenire che già da adesso è molto promettente; ma siamo persuasi che siamo ben lontani dall'aver detto e fatto tutto nel campo dei semiconduttori, e che le realizzazioni future prenderanno un posto sempre più importante nella vita futura. A.

Acceleratore Van de Graaf

Presso il Laboratorio Ricerche della «Pirelli», a Milano, è entrato in funzione un acceleratore di elettroni Van de Graaf, di tipo lineare elettrostatico che può essere convertito con l'aggiunta di pochi accessori in acceleratore di particelle positive e venire quindi impiegato come acceleratore di protoni e per la produzione di neutroni. Il fascio di elettroni viene accelerato sotto una differenza di potenziale regolabile da 750.000 e 2.000.000 di volt e l'energia massima del fascio è quindi di 2 Mega-elettrovolt. L'intensità del fascio è regolabile da 1 a 250 miccroampere e la potenza massima risulta così di 500 watt. L'apparecchiatura verrà impiegata soprattutto nel campo dei plastici e della gomma. (*p. h.*)

Sedici stazioni meteorologiche automatiche

Con l'entrata in funzione in autunno di una stazione meteorologica automatica presso l'Aeroporto Nazionale di Washington e, dal 1° gennaio 1959, di un altro osservatorio del genere a Block Island (Rhode Island), saliranno a 16 i posti meteorologici automatizzati finora installati negli Stati Uniti.

Le letture di questi osservatori, ciascuno dei quali ha comportato una spesa d'impianto che varia da 12.000 a 15.000 dollari, sono effettuate ogni 20 minuti, giorno e notte, direttamente sugli strumenti e trasmesse automaticamente attraverso le telescriventi dell'Ente per l'Aviazione Civile. I dati si riferiscono pertanto alle condizioni meteorologiche del momento e non già, come avviene nelle stazioni affidate allo uomo, a quelle di almeno 10 minuti prima della trasmissione.

Come è noto, nelle stazioni affidate all'opera degli specialisti, le osservazioni, ordinariamente effettuate ogni ora vengono registrate su un nastro perforato. Ogniqualvolta una delle stazioni che controlla l'intera rete di osservatori meteorologici le richiede le informazioni sono trasmesse automaticamene mediante le telescriventi.

Gran parte dei 16 osservatori sono situati in località montagnose o inacessibili lungo le coste dell'Atlantico e del Pacifico. Per metà sono completamente privi di personale e quindi a funzionamento automatico. Essi vengono controllati soltanto saltuariamente da tecnici elettronici inviati sul posto.

Le 16 stazioni sono in grado di fornire annualmente oltre 260.000 bollettini meteorologici. Quelle in funzione negli Stati Uniti sono situate nelle seguenti località: Park Place (Pennsylvania), Blue Canyon (California), Front Royal (Virginia), Havre (Montana), Worcester (Massachusetts), Raton (New Mexico), Rome (Georgia), Alpena (Michigan), Guadalupe Pass (Texas), Joliet (Illinois), Washington (terreno dell'Osservatorio Navale), Troutdale, Meacham e Sexton (Oregon). Un'altra stazione automatica è installata a Sandberg (Ontario), su territorio canadese. (*u.s.*)

Calcolatrice elettronica per operazioni di salvataggio

La Guardia Costiera statunitense ha posto in funzione una calcolatrice elettronica appositamente realizzata per le operazioni di ricerca e di salvataggio dei naufraghi.

La macchina viene adoperata per calcolare e aggiornare la posizione di tutte le unità mercantili nell'Atlantico settentrionale, nel Mar dei Caraibi e nel Golfo del Messico.

Al funzionamento della calcolatrice elettronica provvede la Guardia Costiera, con la collaborazione volontaria delle compagnie di navigazione, che hanno impartito istruzioni alle proprie navi di segnalare per radio la loro posizione, rotta e velocità ad ore determinate alla Guardia Costiera.

La posizione giornaliera delle navi viene indicata su un pannello speciale. In caso di bisogno, sul pannello sono riportate la posizione delle navi in avaria e quella delle navi più vicine o più adatte alle operazioni di ricerca e si doccorso.

L'apparato è in grado di elaborare ed immagazzinare i dati relativi alla rotta, alla posizione, alla velocità e alla destinazione di circa 3.000 navi. (*u. s.*)

Sintonizzatore TV per Onde Decimetriche con Due PC86 (*)

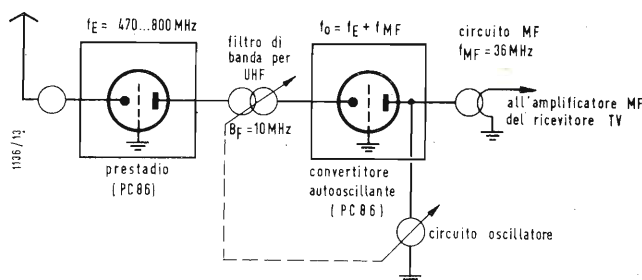



Fig. 1 - Circuito a blocchi del sintonizzatore per onde decimetriche con 2 PC86.

1. - GENERALITÀ SUL TRIODO PER O.U.C. PC86

La necessità di dover estendere la rete televisiva nel campo delle onde decimetriche ha posto il problema di trovare una valvola adatta per lo stadio di entrata. Questa esigenza è stata ora soddisfatta con il nuovo triodo PC86.

Anche il triodo PC86 è come la PCC88 una valvola con griglia a fili tesi ed ha le piccole distanze fra gli elettrodi necessarie per il campo delle OUC. Le sue caratteristiche principali sono particolarmente adatte a questo campo (s = 14 mA/V, μ = 70). Contrariamente agli altri triodi semplici questa valvola ha uno zoccolo con 9 piedini; con ciò è stato possibile impiegare più piedini per i singoli elettrodi e ridurre così le induttanze in modo da rendere adatta questa valvola al campo da 470 fino a 800 MHz. La griglia fà capo a tre piedini, la placca e il catodo ciascuno a due.

Per merito delle basse capacità e delle basse induttanze della griglia (L_g = 1 μH) si potè ottenere che la valvola in un circuito a griglia base si neutralizzi automaticamente.

La risonanza di corto circuito del tratto griglia-anodo della PC86 sta al di sopra di 1100 MHz e si garantisce così con sicurezza una sintonizzazione continua del circuito anodico nel primo nodo di tensione.

La PC86 è stata ideata sopratutto come valvola preamplificatrice per il sintonizzatore per OUC per ottenere una efficace attenuazione delle tensioni di disturbo all'entrata dell'antenna e per migliorare l'amplificazione di potenza e la sensibilità del sintonizzatore in unione con un circuito selettivo. Però la PC86 può essere usata anche come stadio mescolatore autooscillante, in modo che è possibile costruire un ottimo sintonizzatore, come del resto è normale nel campo delle onde UC, formato da un prestadio e da uno stadio autooscillante.

Nel seguito ci proponiamo di descrivere appunto un sintonizzatore equipaggiato con due PC86 e di riportare i dati ottenuti con le misure eseguite su un modello costruito in laboratorio.

2. - CIRCUITO E FUNZIONAMENTO DI UN SINTONIZZATORE PER O.U.C. CON DUE PC86

Lo schema fondamentale di questo sintonizzatore è rappresentato nella fig. 1. La preamplificazione si ottiene con un prestadio con griglia a massa. Questa è una caratteristica molto diffusa nel campo delle onde decimetriche perchè con la griglia a massa si ottiene il massimo disaccoppiamento fra i circuiti di entrata e di uscita e quindi un funzionamento stabile.

Il prestadio e il filtro di banda che lo segue concorrono entrambi ad attenuare la tensione dell'oscillatore all'entrata dell'antenna.

Anche lo stadio mescolatore autooscillante ha la griglia a massa. Con ciò si ottengono gli stessi vantaggi del prestadio ed inoltre si ha la possibilità di usare dei condensatori variabili di sezione uguale.

La fig. 1 mostra inoltre che la frequenza di entrata f_E viene convertita direttamente nella media frequenza f_{MF} = 36 MHz.

Perciò la frequenza dell'oscillatore è superiore di f_{MF} rispetto alla frequenza di entrata.

La fig. 2 mostra lo schema completo del sintonizzatore con gli elementi concentrati e la fig. 3 lo stesso circuito rappresentato però con la particolare indicazione dei circuiti oscillanti usata nel campo delle onde decimetriche.

2.1. - Prestadio e filtro di banda

La frequenza in entrata viene portata attraverso un filtro a π a larga banda al catodo della prima valvola.

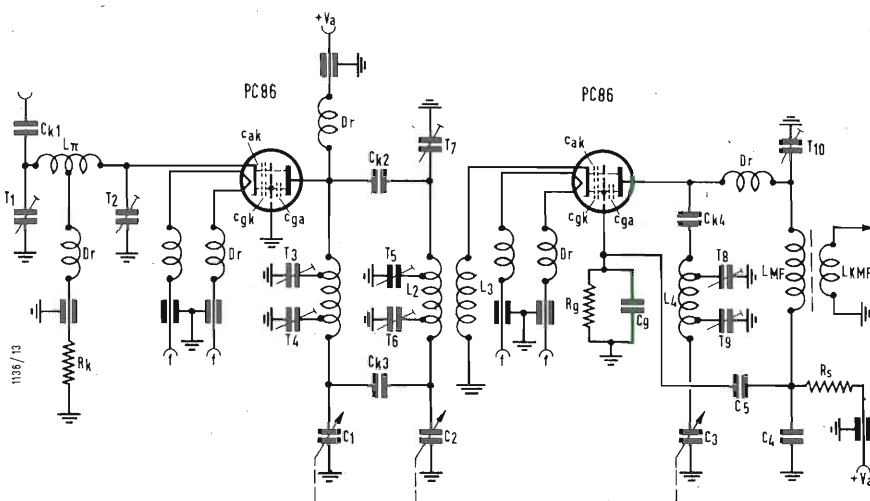



Fig. 2 - Circuito completo ad elementi concentrati.

(*) Maurer, R., UHF-Tuner mit 2 × PC 86, *Funkschau*, luglio 1958, 13, pag. 319.

Questo filtro a π è sintonizzato sul centro della banda (650 MHz) e mantiene un buon adattamento fino ai limiti della gemma (f_{min} = 470 MHz f_{max} = 800 MHz) a causa della bassa resistenza di entrata della prima valvola.

La selettività in alta frequenza si ottiene con il filtro di banda che si trova dalla parte della placca. Questo filtro si compone di due circuiti a mezza lunghezza d'onda con carico capacitivo. La sintonizzazione si ottiene in modo continuo con i condensatori variabili C_1 e C_2.

Il funzionamento dei circuiti a $\lambda/2$ è chiarito dalla fig. 4 nella quale sono rappresentate le condizioni del circuito anodico del prestadio. Il circuito anodico viene accorciato rispetto alla sua lunghezza geometrica da una parte

Fig. 4 - Distribuzione della corrente e della tensione sul conduttore del filtro.

ha la possibilità di avere due compensazioni in due punti una indipendente dall'altra. L'andamento nel campo intermedio può essere corretto regolando mento a due punti della fig. 6. Con C_{k2} si può regolare l'accoppiamento per le frequenze inferiori e con C_{k3} quello per le frequenze superiori.

Se inoltre le capacità di accoppiamento vengono disposte nei nodi di tensione per i limiti di banda allora si può anche regolare in modo indipendente la larghezza di banda ai limiti della gamma. Per le frequenze centrali la tensione sulle capacità di accoppiamento è minore però per l'azione dei due condensatori l'accoppiamento rimane praticamente costante. Per rendere simmetrico il filtro si simula la capacità della valvola e dei collegamenti della parte di sinistra con il trimmer T_7 Al fine di garantire un accoppiamento il più possibile costante con lo stadio di mescolazione il secondo circuito del filtro viene accoppiato

Fig. 3 - Circuito completo con la rappresentazione distribuita dei circuiti dei filtri.

Fig. 6 - Funzionamento dell'accoppiamento del filtro.

dalla capacità della valvola e dall'altra dalla capacità di sintonizzazione C_1.

Per la media frequenza si ottiene la distribuzione di corrente e tensione rappresentata nella fig. 4. Se si sintonizza per le frequenze più alte il nodo di tensione e il centro di corrente si spostano nella direzione della valvola, per le frequenze più basse lo spostamento avviene nella direzione opposta. Con ciò è possibile una compensazione in due punti, basta porre due trimmer in corrispondenza dei nodi di tensione per le frequenze estreme della banda (fig. 5). La regolazione per l'altra frequenza si ottiene così con il trimmer T_1 che si trova sul nodo di tensione e che quindi è completamente efficace; la regolazione per la frequenza inferiore si fa con T_3. Se si usa questo sistema anche per il circuito dell'oscillatore si le piastre del rotore appositamente predisposte.

Le stesse considerazioni portano anche al filtro di banda con accoppia-

Fig. 5 - Funzione dei trimmer applicati ai nodi.

induttivamente con una larga spira a questo stadio. In questa spira di accoppiamento deve essere contenuto lo spostamento del centro di corrente che si ottiene con la sintonizzazione perciò la lunghezza di questa spira L_3 deve essere scelta maggiore dello spostamento del nodo di tensione (fig. 7).

Il fattore di accoppiamento può essere variato con la distanza fra conduttore e spira e va opportunamente regolato.

2.2. - Lo stadio mescolatore autooscillante

La costituzione di questo stadio viene determinata sopratutto dalle esigenze dell'oscillatore che è del tipo colpitt.

Il divisore di tensione capacitivo (fig. 8 *b*) è rappresentato dalle capa-

Fig. 7 - Accoppiamento con il mescolatore autooscillante.

cità della valvola C_{ak} e C_{gk}. Affinchè l'impedenza fra griglia e catodo rimanga sempre capacitiva in tutto il campo di lavoro, la risonanza parallela fra l'induttanza di accopiamento L_3 e C_{gk} deve essere inferiore a 470 MHz cioè L_3 deve avere un valore corrispondentemente elevato.

Poichè la scelta del punto di massa del circuito dell'oscillatore è libera si pone a terra la griglia per le ragioni precedentemente ricordate e ciò si ottiene con un circuito RC che serve anche a limitare l'ampiezza di oscillazione. Per quanto riguarda il rumore proprio dello stadio conviene avere una bassa corrente di griglia e quindi una resistenza elevata.

D'altra parte la costante di tempo del circuito RC non deve essere troppo elevata per evitare una possibile sovraoscillazione. Un compromesso si ottiene con $C_g = 3 \times 10$ pF (griglia a tre piedini) e $R_g = 30... 50$ kΩ.

Il circuito dell'oscillatore è anche parte del circuito di MF (fig. 8 *a*). La capacità C_{k4} unisce il conduttore interno del circuito dell'oscillatore con l'anodo della valvola mescolatrice. Per evitare che durante la sintonizzazione del circuito dell'oscillatore si abbia una variazione della taratura del circuito di MF la capacità C_{k4} deve essere piccola rispetto al parallelo di $T_8 + T_9 + C_3$.

La resistenza dinamica interna della valvola attenua il circuito MF e perciò diminuisce l'amplificazione di conversione. Inoltre a causa della capacità griglia-placca si ha una controreazione che fa diminuire ulteriormente la resistenza interna. Per evitare questi inconvenienti si usa un circuito a parte. Per la media frequenza il catodo della mescolatrice è praticamente a massa. Per compensare la tensione MF che viene a trovarsi sulla griglia attraverso la capacità C_{ga} si può portare ad essa una tensione di fase opposta da C_4 attraverso C_5. Per la media frequenza vale quindi il ponte equivalente della fig. 8 *d*. Se si desidera una disattenuazione si può aumentare ancora la tensione di compensazione.

Fig. 8 *a* - Circuito del mescolatore autooscillante con elementi concentrati.

Fig. 8 *b* - Circuito capacitivo a tre punti con griglia a massa dell'oscillatore.

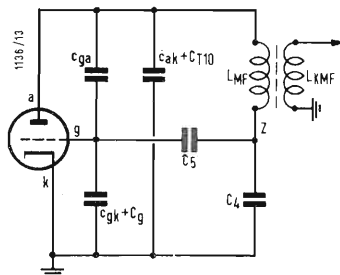



Fig. 8 *c-d* - Circuito per la media frequenza e ponte media frequenza.

3. - RISULTATI DELLE MISURE PRATICHE

3.1. - Adattamento di entrata - Fattore di rumore e amplificazione di potenza

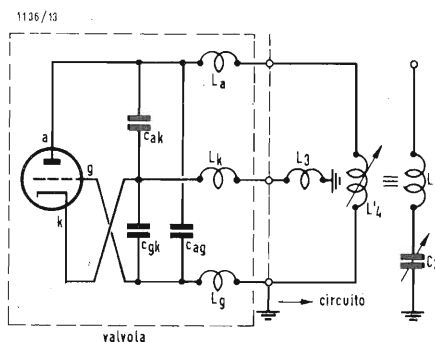
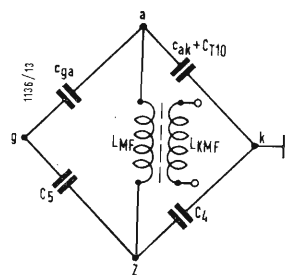
L'adattamento dell'impedenza di entrata del prestadio alla resistenza dell'antenna si ottiene con il circuito a π. Al centro della banda l'adattamento si regola con i trimmer T_1 e T_2. Per avere un buon adattamento anche agli estremi della banda il circuito a π deve essere a larga banda. Occorre perciò fare attenzione anche al rapporto L/C. La curva m_1 della fig. 9 mostra le misure pratiche eseguite su un modello di laboratorio per quanto riguarda il rapporto di onda stazionaria

$$m_1 = \frac{V_{max}}{V_{min}}$$

La componente reattiva della impedenza di entrata è al di fuori dell'adattamento ($m_1 = 1$) induttiva sia per le alte che per le basse frequenze, perciò con uno stadio con griglia a massa si ottengono dei fattori di rumore molto bassi in modo che si può rinunziare alla sintonizzazione continua del circuito di entrata.

Il fattore di rumore totale del sintonizzatore è compreso fra 9 e 12 kT$_o$ come mostra la curva F_z. Questo fattore è dovuto in parte al prestadio F_{zp} e alla parte di stadio di conversione che appare all'entrata $\dfrac{F_{zc}}{A_{PP}}$ che è piccolo rispetto al precedente a causa dell'alto fattore di amplificazione del prestadio.

Con la PCC88 si ottiene nella banda III ad una frequenza di 200 MHz un fattore di rumore di circa 3 kT$_o$; con la PC86 si ottiene a 800 MHz un fattore quattro volte maggiore, ma ciò è perfettamente comprensibile perchè nei triodi il fattore di rumore cresce proporzionalmente alla frequenza.

L'amplificazione di potenza è riportata nella fig. 9 con la curva A_P. Se si fa riferimento ad una impedenza di entrata di 60 Ω e ad una resistenza di uscita in MF di 1 kΩ si ottiene per l'amplificazione di tensione la curva A_T sempre nella fig. 9. Il valore medio di A_P vale circa 40 che è composto da una amplificazione di 16 del prestadio e da una di 2,5 del mescolatore. Ciò si vede più chiaramente nel diagramma dei livelli della fig. 10.

Dai valori dell'amplificazione di potenza si possono ricavare i rapporti delle impedenze (l'impedenza di entrata del mescolatore è di circa 300 Ω) e le amplificazioni di tensione parziali.

I valori segnati nella fig. 10 si ottengono con un fattore di rumore proprio del sintonizzatore pari a 13 kT$_o$ e con un rapporto segnale disturbo in entrata pari a 1 : 10, quindi con un segnale ai morsetti dell'antenna (R_E = = 240 Ω)/$V_{S\ min}$ = 10 V_R = 10. 8,0 = = 80 μ V.

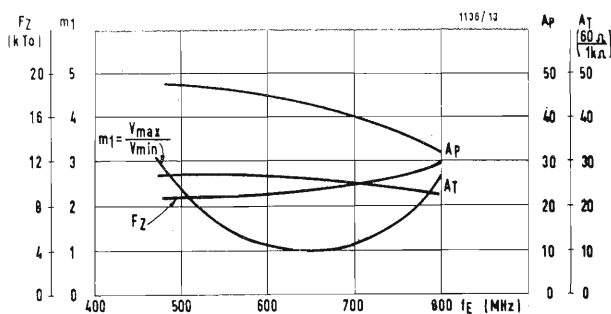



Fig. 9 - Adattamento in entrata, fattore di rumore e amplificazione di potenza del sintonizzatore con 2 PC86 in funzione della frequenza di entrata.

A scopo di confronto si sono riportati anche i dati per il sintonizzatore per la banda III (200 MHz) che monta la PCC88 e la PCF82. Con lo stesso rapporto segnale disturbo in entrata si ottiene in uscita una tensione 1,5 volte maggiore.

Poichè in pratica occorre un rapporto segnale disturbo di almeno 1 : 50, si può in genere tollerare la perdita di

Fig. 10 - Diagramma dei livelli del sintonizzatore con f_E = 800 MHz in confronto con un sintonizzatore per la banda III con f_e = 200 MHz.

amplificazione di 1,5. Quindi si puó rinunciare all'uso del sintonizzatore per la banda III come amplificatore di MF come si è soliti fare nel caso dei mescolatori a diodi.

3.2. Selettività in alta frequenza

La selettività in alta frequenza dipende dalle caratteristiche del filtro di banda che si trova dopo il prestadio. A causa dell'alta qualità del filtro ($Q = 500 \div 800$) la larghezza di banda è praticamente funzione solo dell'accoppiamento e del valore delle resistenze di chiusura. Il circuito I viene attenuato dalla impedenza di uscita del prestadio e il circuito II dalla impedenza di entrata del mescolatore. Per una larghezza di banda di 10 MHz, una diminuzione agli estremi di 3 dB e un insellamento < 3 dB occorre una qualità complessiva $Q = \sqrt{Q_1 \cdot Q_2} \approx 100$. È facile ottenere questo valore regolando opportunamente l'accoppiamento del mescolatore con il II circuito attraverso i condensatori C_{k2} e C_{k3}.

Per determinare la curva di selettività si è attenuato il circuito in MF e, a tensione MF costante, si è variata la tensione e la frequenza in entrata; si sono così attenute le curve della fig. 11. Esse mostrano che con l'accoppiamento in due punti è possibile ottenere una selettività praticamente costante in tutta la gamma.

Le caratteristiche di questo filtro influenzano anche l'irradiazione di disturbo del sintonizzatore. L'irradiazione totale comprende anche quello dello chassis che qui non viene però considerata perchè dipende dalla costruzione. Per quanto riguarda il circuito dal catodo del mescolatore all'anodo del prestadio tenuto conto del filtro e del rapporto delle impedenze si ottiene una diminuzione media di 1/10.

Inoltre la prima valvola senza neutralizzazione ottenne ulteriormente la tensione dell'oscillatore dell'anodo all'entrata dell'antenna di 1 : 80. Si ha quindi un'attenuazione complesssiva al 1 : 800.

Le misure pratiche per la tensione

(*il testo segue a pag.* 574)

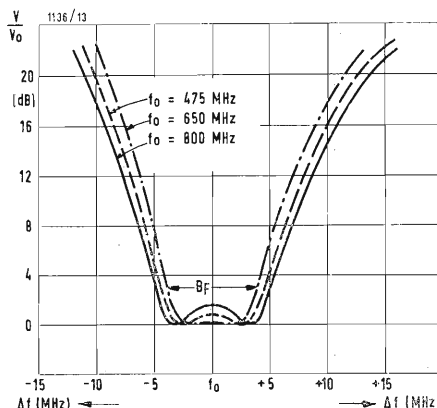



Fig. 11 - Curva di selettività per tre frequenze diverse.

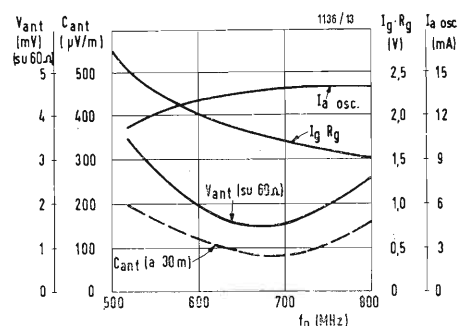



Fig. 12 - Tensione di disturbo dell'oscillatore all'entrata dell'antenna e intensità del campo di disturbo a 30 m. dall'antenna in funzione della frequenza dell'oscillatore.

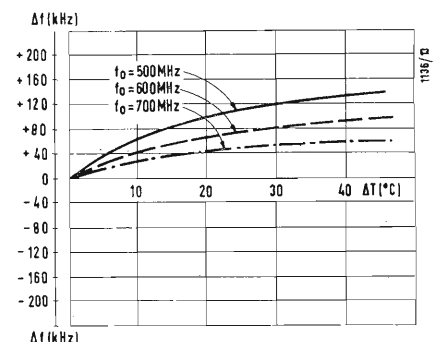



Fig. 13 - Variazione della frequenza dell'oscillatore in funzione della temperatura ambiente rispetto a T_0 = 30° C. Inizio della misura dopo 2 min. dall'accensione.

Soluzione Pratica di Problemi con Termistori (*)

Molto è stato scritto a proposito delle caratteristiche generali e delle applicazioni dei termistori, ma poco sul come risolvere i problemi pratici del loro impiego. Vengono qui risolti praticamente tre di tali problemi, ciascuno riguardante una diversa applicazione dei termistori.

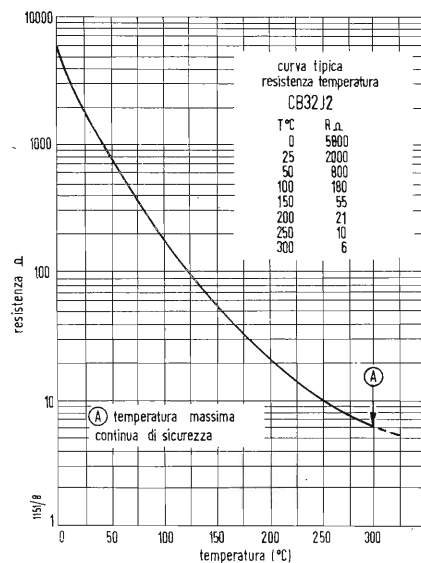



Fig. 1 - Andamento della resistenza di un termistore con la temperatura.

SEBBENE il termine « termistore » significhi resistenza termica e si applichi ugualmente ad elementi con coefficiente di temperatura positivo o negativo, sono solo questi ultimi che hanno oggi le maggiori applicazioni industriali, ed essi soli saranno trattati in questo articolo. Gli stessi metodi, con piccole modifiche, possono essere usati per la soluzione dei problemi riguardanti gli elementi con coefficiente di temperatura positivo.

In pratica un termistore fa una sola cosa: varia la sua resistenza elettrica al variare della temperatura assoluta.

Quelli, di cui noi trattiamo, hanno la resistenza elettrica che diminuisce all'aumentare della temperatura. Le curve che rappresentano tale relazione sono i diagrammi *R-T* (resistenza-temperatura), e sono generalmente tracciate prendendo il logaritmo della resistenza in funzione della temperatura (fig. 1). Un altro modo tipico di rappresentare l'andamento delle caratteristiche di un termistore è quello di calcolare il rapporto del valore di resistenza alle varie temperature rispetto al valore di resistenza a 25°C, e di tabulare i dati così ottenuti in funzione della temperatura, per i vari tipi di termistore (vedi Tabella 1). Sono queste caratteristiche, sia sotto forma di diagramma sia sotto forma di tabella, che vengono usate per realizzare i dispositivi per le misure, il controllo e la compensazione di temperatura.

1. - DATI FONDAMENTALI.

I termistori sono elementi piuttosto piccoli, le loro dimensioni possono andare da alcuni millesimi di cm a qualche centimetro di diametro.

Se la tensione applicata ai loro capi è molto piccola in essi scorrerà una corrente altrettanto piccola, insufficiente a riscaldare il termistore in maniera apprezzabile rispetto al mezzo ambiente. In tali circostanze la resistenza segue la legge di Ohm e cioè la corrente è proporzionale alla tensione applicata. Però a mano a mano che la tensione applicata aumenta, aumenta anche la corrente la quale riscalda il termistore che in breve tempo assume una temperatura superiore a quella del mezzo ambiente. In conseguenza di ciò la resistenza del termistore diminuisce, e in esso fluisce una corrente maggiore. La curva che mostra l'andamento di questo fenomeno è quella del diagramma *E-I* (tensione-corrente) che viene generalmente tracciato prendendo il logaritmo della tensione in funzione del logaritmo della corrente (fig. 2). Il vantaggio di tale diagramma è che sulle diagonali della scala logaritmica si può leggere direttamente la potenza del termistore e la sua resistenza. La curva della fig. 2 mostra che la caduta di tensione ai capi del termistore aumenta con la corrente fino a raggiungere il valore di picco in corrispondenza del punto *B*, al di là del quale la caduta di tensione diminuisce al crescere della corrente. È in questo tratto della curva (*B-C*) che il termistore presenta una resistenza negativa.

2. - EFFETTI DELLA POTENZA DISSIPATA NEL TERMISTORE.

Come si vede dalla fig. 2, quando siano fissate le condizioni ambiente,

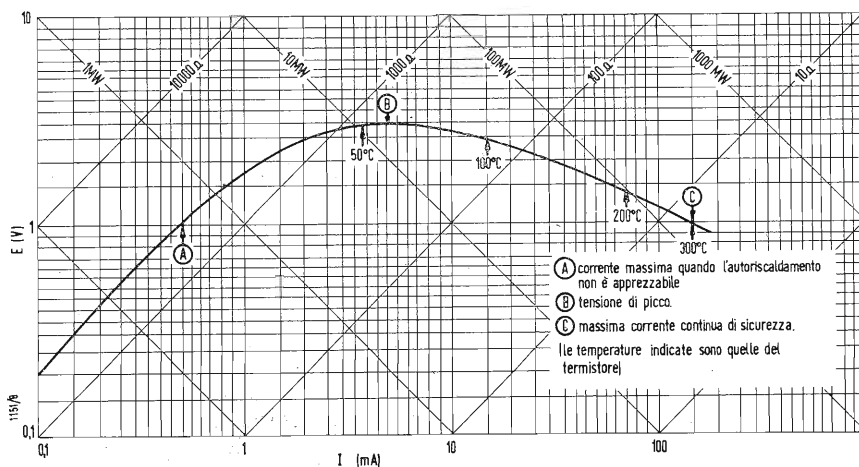



Fig. 2 - La posizione più interessante per le applicazioni è quella al di là del punto B, cioè la zona a coefficiente di temperatura negativo.

(*) GOODYEAR, R. S. A pratical Approach to Solving Thermistor Problems, *Electronic Industries*, July 1958, vol. 17, N° 7.

la resistenza del termistore è una funzione della potenza dissipata nel suo interno, purchè tale potenza sia sufficiente a fare salire in modo notevole la temperatura del termistore rispetto a quella ambiente. In condizioni di normale funzionamento la temperatura del termistore può salire fino a i 200 ÷ 300°C e la sua resistenza può ridursi fino ad 1/1000 del suo valore a bassa corrente. Questa caratteristica viene sfruttata per realizzare molti dispositivi come per es.: regolatori di tensione, misuratori di potenza per microonde, analizzatori per gas, circuiti per il controllo automatico di volume e di potenza.

Se viene applicata una tensione ai capi di un circuito, formato da un termistore e da una resistenza normale in serie, in esso fluirà una corrente il cui valore è determinato dalla resistenza totale del circuito stesso. Se tale tensione poi è abbastanza elevata, la corrente produce un certo riscaldamento del termistore, cosa che farà diminuire la resistenza di tale elemento ed quindi aumentare la corrente del circuito. Questo fatto provocherà una ulteriore diminuzione della resistenza del termistore, a causa del suo sempre maggior riscaldamento. Questo processo continua fino a quando il termistore avrà raggiunta la massima temperatura compatibile con la quantità di potenza del circuito. In tale istante il circuito si trova in uno stato stazionario., ed il termistore ha una ben definita resistenza e quindi vi è una ben definita caduta di tensione ai suoi capi. La curva *E-I*, rappresentata in fig. 2 è formata dalla successione di tali stati stazionari.

La fig. 3 rappresenta delle curve della corrente in funzione del tempo, o caratteristiche « dinamiche », di un termistore in un circuito in cui gli elementi sono fissi e la tensione viene variata. La fig. 4 mostra delle caratteristiche analoghe ottenute dallo stesso circuito ma non la tensione applicata fissa e variando il valore della resistenza in serie. Queste sono le caratteristiche del termistore usato normalmente per realizzare dei circuiti di ritardo di tempo.

TABELLA 1

β in [°K]	3400±80	3450±80	3495±175	3900±55	4115±150
Rapporto di R_o a 25 °C su R_o a 50 °C	6,95±4,5%	7,10±4,5%	7,27±10%	9,11±3%	10,33±8,5%
[°C]	*A*	*B*	*C*	*D*	*E*
— 60	73,04	77,0	81,6	145,2	200
— 50	38,95	40,2	42,5	68,88	92,0
— 40	21,51	22,0	23,3	34,28	45,5
— 30	12,33	12,5	13,2	17,92	22,0
— 20	7,307	7,42	7,85	9,792	11,6
— 10	4,476	4,54	4,70	5,560	6,30
0	2,825	2,85	2,90	3,274	3,55
10	1,830	1,84	1,85	1,992	2,09
20	1,216	1,22	1,22	1,250	1,27
25	1,000	1,00	1,00	1,000	1,00
30	0,8267	0,825	0,827	0,8053	0,800
40	0,5742	0,570	0,566	0,5361	0,513
50	0,4067	0,402	0,396	0,3595	0,340
60	0,2937	0,289	0,286	0,2482	0,231
70	0,2160	0,212	0,210	0,1747	0,162
80	0,1615	0,157	0,156	0,1252	0,114
90	0,1229	0,119	0,117	0,09126	0,0816
100	0,0946	0,0910	0,0900	0,06754	0,0600
110	0,0740	0,0705	0,0696	0,05076	0,0454
120	0,0585	0,0552	0,0550	0,03867	0,0343
130	0,0471	0,0437	0,0428	0,02988	0,0264
140	0,0382	0,0350	0,0341	0,02327	0,0208
150	0,0314	0,0285	0,0273	0,01843	0,0165
160	0,0259	0,0240	0,0222	0,0147	0,0132
180	0,0180	0,0169	0,0152	0,0097	0,0087
200	0,0130	0,0121	0,0106	0,0066	0,0058
220	0,0098	0,0090	0,0077	0,0047	0,0040
240	0,0076	0,0069	0,0058	0,0035	0,0028
260	0,0060	0,0054	0,0045	0,0026	0,0020
280	0,0048	0,0044	0,0037	0,0021	0,0051
300	0,0040	0,0037	0,0031	0,0017	0,0011

3. - APPLICAZIONI PRATICHE.

Ora che abbiamo discusso delle curve e dei dati che vengono normalmente pubblicati dalle ditte produttrici, risolviamo alcuni problemi specifici.

Sarebbe molto bello se si potesse scrivere una serie di equazioni matematiche precise, che ci indicassero un piccolo numero di condizioni da soddisfare per ottenere la soluzione del problema. Sfortunatamente questo non è il nostro caso. Un termistore è in se stesso un elemento piuttosto semplice, ma le espressioni matematiche, che legano le sue caratteristiche elettriche alla sua struttura meccanica, sono estremamente complicate e involgono un gran numero di parametri indipendenti.

L'unico modo semplice e rapido per risolvere un problema riguardante dei termistori è quello per approssimazioni successive.

Progettiamo ad esempio un compensatore di temperatura per una bobina di rame di un relè che deve attrarre con 1 ma di corrente. La resistenza di tale bobina sia 5000 Ω a 25°C. Questo relè deve essere impiegato in un circuito di regolazione di tensione per cui deve attrarre ad una tensione costante per tutte le temperature fra 0° e 60°C.

Siccome la bobina è di rame si ha:

$$R_t = R_o (1 + 0{,}0039\, t) \qquad [1]$$

e sappiamo che $R_t = 5000\ \Omega$ per $t = 25$°C. Dalla [1] di calcola R_o (resistenza della bobina a 0°C) che risulta essere 4555 Ω. Calcoliamo la resistenza R_t della bobina per varie temperature (di 10 in 10°C); otteniamo così la colonna *a* della Tabella 2. La resistenza aumenta di 178 Ω ogni 10 °C. Siccome il relè attrae quando la corrente che lo attraversa è di 1 mA, perchè funzioni occorre ai suoi capi una tensione di 4,56 V a 0 °C e una tensione di 5,62 V a 60 °C.

Si vede subito che per compensare le variazioni di R_t bisogna che il termistore, da aggiungere in serie alla bobina, sia a sua volta shuntato (per diminuire il suo coefficiente di temperatura) ed abbia una resistenza considerevolmente più piccola di quella della bobina. Orientiamoci su un termistore fra i 1000 e i 4000 Ω. Facciamo l'ipotesi che si abbia poco spazio a

disposizione e che si voglia nascondere il termistore proprio nella bobina del relè. Un relè a granulo contenuto in un inviluppo di vetro e lungo circa 1/2 cm farebbe al caso nostro.

Guardando nel catalogo si vede che vi sono termistori di tale tipo nel campo di resistenza che noi desideriamo, e che la loro curva R-T è analoga a quella di fig. 1. I rapporti di resistenza sono quelli di tabella 1 colonna C. Riportiamo tali valori nella colonna *b* della Tabella 2.

Se sottraiamo il valore del rapporto corrispondente a 60 °C da quello corrispondente a 50 °C abbiamo il valore 0,110, che rappresenta la variazione di resistenza che presenterebbe un termistore di 1 Ω che passasse da 50 °C a 60 °C.

Come abbiamo visto noi abbiamo bisogno di una variazione di 178 Ω, quindi dividiamo 178 per 0,11. Si ottiene 1600 Ω che sarebbe il valore del termistore a 25 °C che presenterebbe una variazione di circa 178 Ω fra 50 e 60 °C. Si fa questo primo calcolo dalla parte delle temperature più alte in quanto il termistore in tale zona ha la minore sensibilità e noi vogliamo essere sicuri di avere la desiderata variazione di resistenza. C'è da tenere presente anche il fatto che quando un termistore è shuntato, a bassa temperatura sarà lo shunt a controllare la resistenza totale, mentre ad alta temperatura tale resistenza è controllata dal termistore.

Se si usasse il termistore da 1600 Ω a 25 °C, a 50 °C ed a 60 °C si avrebbe rispettivamente 633 Ω e 457 Ω (tali valori si ottengono moltiplicando 1600 per i valori della colonna *b* Tabella 2, relativi a 50 e 60 °C). Come abbiamo

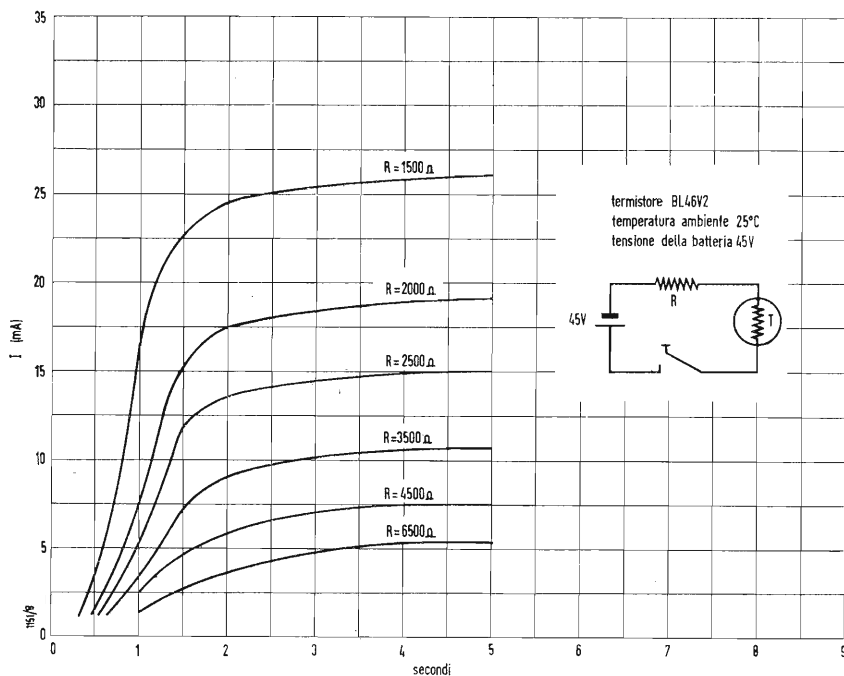



Fig. 3 - Quando si tengono fissi tutti gli altri elementi del circuito e si varia la resistenza si ottengono le caratteristiche dinamiche del termistore.

già detto la variazione di resistenza fra 50 e 60 °C è molto prossima a 178 Ω, ed il termistore da 1600 Ω senza shunt, compenserebbe molto bene le variazioni della resistenza della bobina a queste temperature. Ma purtroppo tale termistore darebbe una supercompensazione alle basse temperature.

L'effetto di aggiungere uno shunt al termistore è di ridurre il valore del termistore stesso di circa il 50%, perciò facciamo un primo tentativo scegliendo un termistore che abbia un valore 1600 × 1,5 = 2400 Ω a 25 °C. I valori della resistenza di tale termistore alle varie temperature si ottengono moltiplicando 2400 per i rispettivi rapporti di colonna *b* della Tabella 2, si ottiene così la colonna *c*.

Una volta che il termistore sarà shuntato, la resistenza di compensazione a 60 °C sarà grosso modo di 500 Ω che aggiunti ai 5623 Ω della bobina a tale temperatura fanno circa 6100 Ω. Per ottenere una compensazione adeguata la resistenza totale dovrà avere ancora tale valore a 0 °C, quindi bisogna shuntare opportunamente il ter-

TABELLA 2

Temp. [°C]	(*a*) Resistenza della bobina R_c [Ω]	(*b*) Rapporti *p*	(*c*) Primo tentativo R_t = 2400 Ω a 25 °C — Resistenza del termistore — senza shunt R_t [Ω]	(*d*) con shunt R_{st} [Ω]	(*e*) $R_c + R_{st}$ [Ω]	(*f*) Secondo tentativo R_t = 3100 Ω a 25 °C — Resistenza del termistore — senza shunt R'_t [Ω]	(*g*) con shunt R'_{st} [Ω]	(*h*) $R_c + R'_{st}$ [Ω]
0	4555	2,90	6950	1555	6110	8980	1662	6217
10	4733	1,85	4440	1380	6113	5730	1506	6239
20	4911	1,22	2930	1190	6101	3780	1325	6236
25	5000	1,00	2400	1090	6090	3100	1231	6231
30	5089	0,827	1985	998	6087	2565	1136	6225
40	5267	0,566	1360	810	6077	1755	943	6201
50	5445	0,396	950	644	6086	1230	767	6212
60	5623	0,286	687	511	6134	886	618	6240

Fig. 4 - Caratteristiche dinamiche di un termistore al variare della tensione.

mistore (che a 0 °C ha una resistenza di 6950 Ω) per ottenere una valore della resistenza di compensazione di 6100 — 4555 = 1545 Ω. La resistenza di shunt R_s viene determinata da:

$$\frac{1}{R_s} = \frac{1}{R_{st}} - \frac{1}{R_t} = \frac{R_t - R_{st}}{R_t R_{st}}$$

da cui:

$$R_s = \frac{R_t R_{st}}{R_t - R_{st}} = \frac{6950 \cdot 1545}{6950 - 1545} \approx 2000\ \Omega$$

dove:

R_{st} = resistenza da mettere in parallelo al termistore

R_t = Resistenza del termistore

R_{st} = Resistenza totale del termistore shuntato.

Si possono ora scrivere altre due colonne nella Tabella 2:

1) La colonna d con i valori della resistenza di compensazione alle varie temperature cioè i valori del parallelo termistore-resistenza da 2000 Ω che si calcolano in base alla formula:

$$\frac{R_s R_t}{R_s + R_t}.$$

2) La colonna e con i valori della resistenza totale del circuito cioè la resistenza della bobina più la resistenza di compensazione alle varie temperature.

Senza compensazione la resistenza della bobina del relè presenta delle variazioni del ± 10,5% del suo valore nominale fra 0° e 60 °C. Con il nostro primo tentativo abbiamo ridotto tali variazioni al ± 0,46% infatti si ha 6106 ± 28 Ω (vedi fig. 5 curva a).

Dalla fig. 5, curva a, si vede che sarebbe necessario avere fra i 50 °C e i 60 °C una maggiore resistenza negativa, in modo da ridurre la pendenza positiva in questa zona.

Facciamo quindi una seconda approssimazione scegliendo un termistore con un valore del 30% superiore a quello scelto nel primo tentativo.

Proviamo perciò con un termistore da 3100 Ω invece che con uno da 2400 Ω. Scriviamo nella Tabella 2 la colonna f che è ottenuta moltiplicando 3100 per i valori dei rapporti della colonna b. Per avere la migliore compensazione (vedi fig. 5 curva a) bisognerebbe che il punto di massimo a 10 °C fosse eguale al punto di massimo a 60 °C. Se noi usiamo lo shunt da 2000 Ω con il termistore da 3100 Ω, a 60 °C abbiamo una resistenza di compensazione di 613 Ω (2000 Ω con 886 in parallelo) e quindi una resistenza totale di 613 + 5623 = 6236 Ω. Per avere questo stesso valore anche a 10 °C dobbiamo fare in modo che, a tale temperatura, lo shunt più la resistenza del termistore (che a 10 °C è di 5730 Ω) dia un totale di 6236 — 4733 = 1503 Ω. Per ottenere questo risultato bisogna avere uno shunt di 2040 Ω. Si possono ora compilare le colonne g ed h della Tabella 2. Se riportiamo i valori della colonna h nel diagramma di fig. 5, otteniamo la curva b. Da questa vediamo che la resistenza del circuito è di 6225 ± 15 Ω, quindi le variazioni di resistenza si sono ridotte al ± 0,24%. Con questa seconda approssimazione si è ottenuta quasi la miglior approssimazione che si può avere senza usare circuiti di compensazione doppi o tripli. Rispetto alla bobina del relè senza compensazione si ha un miglioramento di più di 40 volte.

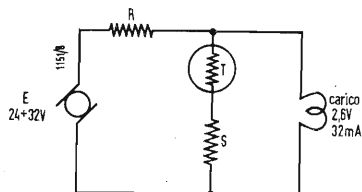
TABELLA 3

I_t [A]	E_t [V]	E_s [V]	$E_t + E_s$ [V]
20	2,38	0,35	2,73
25	2,22	0,44	2,66
30	2,09	0,53	2,62
35	1,98	0,62	2,60
40	1,88	0,70	2,58
45	1,80	0,79	2,59
50	1,72	0,88	2,60
55	1,65	0,97	2,62
60	1,58	1,06	2,64
65	1,53	1,15	2,68
70	1,48	1,23	2,71

In questo circuito di compensazione si ha la massima dissipazione di potenza alla temperatura di circa 35 °C quando cioè il termistore e lo shunt hanno lo stesso valore. In queste condizioni nella resistenza di shunt fluisce una corrente di circa 0,5 mA che provoca nei 2040 Ω una dissipazione di circa 0,5 mW. Se si pensa di racchiudere il termistore in un piccolo inviluppo di vetro e di disporlo nella bobina stessa bisogna tenere conto dei seguenti fenomeni. L'inviluppo di vetro può dispendere, in quelle condizioni, un calore corrispondente a circa 1mW/°C, perciò 0,5 mW faranno salire la temperatura del termistore di circa 0,5 °C. Questo aumento di temperatura fa diminuire la resistenza del termistore di circa 1,7% cioè di 36 Ω circa. Invece quindi di avere un termistore da 2040 Ω con un shunt pure di 2040 Ω, avremo un termistore da 2005 Ω con uno shunt di 2040 Ω. Il compensatore perciò invece di essere di 1020 Ω, risulta di

Fig. 5 - Con il circuito di/compensazione in due tentativi successivi (a e b) si riducono le variazioni di resistenza della bobina entro il ± 0,24%.

1012 Ω. Questa diminuzione di 8 Ω fa aumentare la variazione totale dal ± 0,24% al ± 0,30%.

Abbiamo ora tutti i dati per la realizzazione pratica. Per compensare la bobina occorre quindi un termistore a granulo in inviluppo di vetro con un valore standard del β di 3495, racchiuso nella bobina stessa, con una resistenza di shunt di 2040 Ω.

Un altra applicazione pratica è la seguente. Per una macchina da ripresa cinematografica automatica occorre una sorgente di luce costante che serva da riferimento per la regolazione automatica del diaframma. Tale luce è fornita da una lampadina da 2,6 V 32 mA, che viene alimentata da un generatore la cui tensione può variare, a seconda del carico e della velocità di rotazione, da 24 a 32 V.

In fig. 6 è rappresentato il circuito per la regolazione della tensione del generatore. In essa abbiamo E tensione di alimentazione, R resistenza di controllo in serie, T un termistore, S resistenza in serie al termistore e che ne corregge la pendenza.

Fig. 6 - Circuito per la regolazione di tensione.

Un circuito di regolazione di tensione con un termistore funziona proprio come un regolatore con tubo a gas: la corrente che passa nel termistore varia notevolmente ma la tensione ai suoi capi rimane praticamente costante, la caduta di tensione ai capi di R perciò compensa le variazioni che si verificano nella sorgente.

Prendiamo ancora una volta in esame la fig. 2 in cui è tracciata la curva E-I tipica di un termistore.

Come si vede, nell'intorno del punto di massimo B vi è una breve zona piatta. È in questa zona che il termistore potrebbe funzionare come regolatore di tensione, ma purtroppo tale regolazione (per la brevità del tratto piano) non potrebbe estendersi a tutto il campo di variazione della sorgente. Se però mettiamo una resistenza da 10 Ω in serie al termistore e tracciamo la curva E-I dei due elementi in serie otteniamo la curva D di fig. 7. Se ripetiamo ancora questa serie di misure, con una resistenza da 20 Ω in serie, otteniamo la curva E. Con una resistenza in serie da 30 Ω si ha la curva F. Osservando queste curve si può notare che l'estensione della zona piatta (compresa fra X e X') aumenta all'aumentare del valore della resistenza in serie.

Fig. 8 - Regolatore di tensione a due stadi.

Fig. 7 - Le curve D, E ed F mostrano l'effetto di una resistenza in serie al termistore.

Noi abbiamo bisogno di una curva che presenti un massimo leggermente al di sopra di 2,6 V, che è il valore di tensione che desideriamo stabilizzare. Compiliamo per prima cosa la tabella 3 per valori della corrente del termistore di 5 in 5 mA da 20 a 70 mA (colonna I_t) leggendo i corrispondenti valori della tensione sulla curva a tratto spesso di fig. 7 (che è analoga alla curva di fig. 2). Si ottengono così i valori della colonna E_t.

Ad un certo valore di corrente, per es. 50 mA, che valore dovrebbe avere la resistenza S per avere sul carico una tensione di 2,6 V? La tensione ai capi del termistore è 1,72 V perciò noi dobbiamo avere ai capi della resistenza S una tensione di 2,60 — 1,72 = 0,88 V Perciò S deve essere:

$$\frac{0,88}{0,050} = 17,6\ \Omega$$

Moltiplicando 17,6 per i vari valori di corrente si hanno le corrispondenti cadute di tensione ai capi di S (colonna E_s). Sommando i valori corrispondenti delle colonne E_t ed E_s otteniamo i valori della colonna $E_t + E_s$ in Tabella 3. Da questa ultima colonna si vede che la zona di minor variazione si ha fra i 30 e i 55 mA.

Che valore di R occorre ora perchè si abbiano 30 mA nel termistore quando la tensione del generatore è minima, cioè 24 V? Poichè la corrente del carico deve essere di 32 mA e quella del termistore 30 mA, la corrente totale attraverso alla resistenza R deve essere di 62 mA, e inoltre siccome sul carico si deve avere 2,6 V, ai capi di R dobbiamo avere una caduta di tensione di 21,4 V. R deve essere perciò:

$$R = \frac{21,4}{0,062} = 345\ \Omega$$

In queste condizioni che corrente fluirà nel termistore, quando la tensione della sorgente è massima, cioè è 32 V?

Poichè sul carico si deve avere 2,6 V, ai capi di R si deve avere una caduta di 29,4 V, perciò:

$$I = \frac{24,9}{345} = 85\ \text{mA}$$

e nel termistore si avrà una corrente di 85 — 32 = 53 mA.

Senza il regolatore a termistore la variazione di tensione sul carico sarebbe stata uguale a quella del generatore 28 ± 4 V cioè del ± 14,3%. Con il regolatore a termistore, fra i 30 e i 55 mA, la tensione massima ai capi del carico è di 2,62 V e la minima è di 2,58 V cioè una tensione di 2,60 ± 0,02, la variazione quindi è del ± 0,77%. Con il regolatore quindi si ha un risultato circa 19 volte migliore.

Si potrebbe ottenere un ulteriore miglioramento facendo il regolatore in due stadi, come è mostrato in fig. 8. In questo circuito il termistore T e la sua resistenza S possono essere gli stessi di cui abbiamo ora discusso, mentre l'altro termistore T' e la sua resistenza in serie S' dovrebbero essere determinati con lo stesso procedimento e in modo da mantenere al punto X una tensione di 4 V costante entro il ± 2%. In questo modo il controllo totale sul carico verrebbe ad essere

(*il testo segue a pag.* 574)

TRANSISTORI USATI COME ADATTATORI DI RESISTENZE (*)

Il circuito base-emettitore di un transistore ha caratteristiche simili a quelle di un usuale diodo. Una resistenza variabile connessa tra base e collettore ne fa variare la caratteristica e rende possibile l'adattamento di resistenza.

IL DISADATTAMENTO fra una coppia di diodi, in un modulatore o in un demodulatore, determina il limite inferiore della sensibilità e della linearità di tali dispositivi.

Fig. 1 *a* - Resistenza diretta (r_d) e resistenza inversa di un diodo-transistore in funzione della resistenza variabile R_c

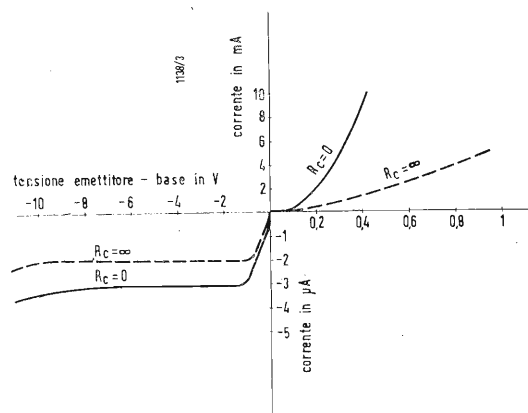



Fig. 1 *b* - Variando il valore di R_c la caratteristica nel diodo-transistore ruota intorno all'origine.

Le difficoltà che si incontrano normalmente con i diodi di tipo corrente sono superate usando come diodo la regione base-emettitore di una transistore. L'adattamento viene ottenuto regolando una resistenza variabile connessa fra base e collettore del transistore. Poichè non vi sono in gioco elementi attivi può venir usata per questo scopo la maggior parte dei transistori di scarto.

Il diodo del circuito base-emettitore di un transistore ha una caratteristica che è molto simile a quella di un normale diodo che abbia le stesse dimensioni e lo stesso materiale.

Le resistenze in diretta e in inversa di un diodo-transistore con collettore e base cortocircuitati sono inferiori a quelle che si hanno con collettore e base aperti.

Prove sperimentali eseguite su transistori al germanio per audio frequenze 2N131, hanno mostrato che può essere esercitato un certo controllo sulla caratteristica di tale diodo regolando una resistenza variabile R_c connessa fra base e collettore.

Variando R_c fra zero e l'infinito, la resistenza in diretta r_d del diodo-transistore aumenta di un fattore 2,6 circa e la resistenza inversa r_i aumenta di un fattore 1,5 circa.

La maggior parte della variazione di r_d avviene quando R_c è variato dai 50 ai 500 Ω e la maggior parte della variazione di r_i avviene quando R_c è variato fra 1 e 50.000 Ω.

Come si vede la regolazione di r_d può essere effettuata senza praticamente influire su r_i e viceversa.

Variando il valore di R_c l'intera caratteristica del diodo ruota intorno all'origine di un diagramma *V-I*.

In fig. 1 *a* è mostrato un grafico di r_d (per I = 5 mA) e di r_i (per V = — — 6 V) in funzione di R_c per un transistore 2N131.

Nella figura 1 *b* sono riportate le caratteristiche di un analogo diodo-transistore per $R_c = 0$ e per $R_c = \infty$.

In fig. 2 è rappresentato un circuito utilizzabile per valutare le condizioni di adattamento fra due diodi transistorizzati. Poichè le resistenze da 10.000 Ω devono essere elementi di alta precisione, la tensione V_n può essere presa come misura del disadattamento fra i due diodi.

La tensione e l'impedenza della sorgente è stata scelta per avere un picco di corrente diretta di circa 5 mA attraverso il diodo e un picco di tensione inversa di circa 12 V ai suoi capi.

Un paio di transistori 2N131 Q_1 e Q_2, hanno presentato le seguenti caratteristiche:

$$40\ \Omega < r_{d1} < 110\ \Omega$$
$$1,6\ M\Omega < r_{i1} < 2,2\ M\Omega$$
$$44\ \Omega < r_{d2} < 120\ \Omega$$
$$1,8\ M\Omega < r_{i2} < 3\ M\Omega$$

L'adattamento è stato ottenuto variando r_{i1} mediante un potenziometro da 50.000 Ω R_{c1}, e variando r_{d2} con un potenziometro da 500 ΩR_{c2}.

Con $R_{c1} = R_{c2} = \infty$, v_n è risultato 1,1 V di picco.

Con $R_{c1} = R_{c2} = 0$, v_n è risultato 1 V di picco.

Con R_{c1} = 10k Ω e R_{c2} = 300 Ω, il valore ottenuto di v_n è risultato minimo e uguale a 0,1 volt di picco.

Le condizioni di bilanciamento quindi, con le resistenze R_{c1} e R_{c2}, è stato migliorato di un fattore 10.

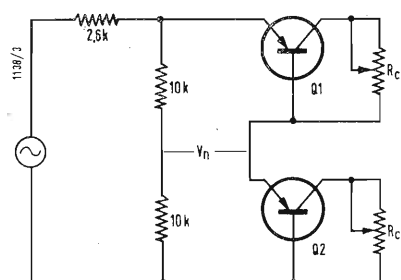



Fig. 2 - Adattamento di due diodi-transistore mediante una resistenza R_c tra base e collettore.

Quando la differenza iniziale delle caratteristiche era più notevole il miglioramento ottenuto con questo metodo è stato maggiore. *A.*

(*) A. GILL, Matching Transistor-diodes, *Electronics c. c.* January 17. 1958.

A proposito della sostituzione di un cinescopio di un televisore tipo Philips. Effettuata la sostituzione si è potuto osservare soltanto della luce diffusa.

0033 – *Sig. Pietro Loi – Cagliari*

Il fenomeno, data la sua mancanza di esperienza in merito al montaggio di un cinescopio su di un televisore, è senz'altro da attribuire al magnete della trappola ionica che si trova fuori posto.

Diminuisca notevolmente la luminosità in modo che lo schermo risulti illuminato in modo molto scarso e quindi sposti il magnete della trappola avanti indietro, con un movimento molto lento, e contemporaneamente lo sposti a destra e a sinistra (cioè ruotande leggermente attorno al collo del tubo) fino a trovare il punto della massima luminosità. Effettuata questa messa a punto l'immagine quasi certamente risulterà spostata, in tal caso è sufficiente agire sull'anello di centratura che è tenuto fermo da una vite facilmente riconoscibile, e segnata nell'opuscolo in suo possesso. Messo l'anello in posizione tale che l'immagine risulti centrata provveda a serrare le viti.

La parola *hum ac*, sta a significare « ronzio di corrente alternata ». *Matching* significa « adattamento » (*to match* = adattare). Si procuri il Dizionario Tecnico della Radio (inglese-italiano e viceversa) della Editrice il Rostro, sarà vantaggioso per i suoi studi.

(*P. Soati*)

A proposito della interferenza di immagine e di alcune abbreviazioni.

0034 – *Tarcisio Bordignon – Montebelluna.*

Innanzi tutto La ringrazio per le gentili parole a favore di questa rubrica, che grazie all'apporto dei nostri lettori speriamo di rendere via via sempre più interessante.

Per quanto riguarda le precisazioni richieste al riguardo della nostra risposta comparsa recentemente in questa rubrica, sull'argomento delle interferenze di immagine, debbo farle notare che quanto ha letto sul trattato citato è perfettamente esatto, però in questo caso sono state prese in considerazione un genere di interferenze che potremo definire reali e che sono dovute al battimento provocato da due emittenti aventi frequenza limitrofa (questo è il motivo per cui due emittenti di radiodiffusione dovrebbero trasmettere in canali distanti fra di loro almeno 9 kHz).

Questo genere di interferenza si differenzia dalla *interferenza di immagine* per il fatto che in un apparecchio ricevente la nota di battimento si mantiene costante, cioè non varia di frequenza, anche effettuando dei piccoli spostamenti della sintonia. Al contrario cioè di quanto avviene per la interferenza di immagine, nel qual caso, come abbiamo ampiamente spiegato nel rispondere al succitato quesito, identici piccoli spostamenti di sintonia sono causa di variazione della frequenza di battimento.

Il fenomeno sarà più comprensibile con un esempio, come abbiamo già fatto per spiegare l'interferenza d'immagine. Ammettiamo che una stazione irradi sulla frequenza di 899 kHz e sia interferita da un'altra stazione avente la frequenza di 896 kHz. In questo caso al ricevitore oltre alle modulazioni delle stazioni, confuse fra di loro, si udrà una nota di battimento di 4 kHz, pari alla differenza di frequenza fra le due stazioni. Se il ricevitore è stato realizzato con delle frequenze intermedie aventi il valore di 470 kHz, quando esso sarà sintonizzato sulla stazione avente la frequenza di 899 kHz l'oscillatore genererà la frequenza di 1369 kHz: infatti 1369 — 899 = 470 kHz. Per contro essendo la frequenza della stazione interferente di 896 kHz, la differenza fra la frequenza dell'oscillatore e quella di tale stazione sarà uguale a: 1369 — 896 = 473 kHz. Cioè i valori delle due frequenze all'uscita della valvola mescolatrice differiranno fra loro di 3 kHz (473—470 = 3). Se in queste condizioni eseguiremo uno spostamento in più della frequenza dell'oscillatore, ad esempio di due kilohertz, (oppure in meno e per qualsiasi altro valore) la differenza fra le due frequenze intermedie rimarrà immutata. Infatti portando l'oscillatore sulla frequenza di 1371 kHz avremo 1371 — 899 = 472 e 1371 — 896 = 475 ed infine 475 — 472 = 3. Come si voleva dimostrare.

Dunque mentre questo tipo di interferenza, che abbiamo definito reale, è da ritenersi di natura estrinsica del ricevitore e per eliminarla è necessario ricorrere a particolari accorgimenti tecnici quali, ad esempio, i filtri i quali hanno la particolarità di limitare la selettività del ricevitore restringendone lo spettro delle frequenze ricevibili (e quindi abbassando il grado di fedeltà), la frequenza immagine, come Lei afferma, è da ritenersi un difetto intrinsico del ricevitore. Questo inconveniente nei moderni ricevitori viene superato aumentando la selettività del circuito di entrata e scegliendo i valori delle frequenze intermedie piuttosto elevati in modo che la differenza del segnale immagine differisca notevolmente dalla frequenza di risonanza del circuito preselettore.

Sulla stazione radiofonica da Lei segnalata nelle ore notturne sono udibili altre stazioni di debole intensità, però se le interferenze le appaiono sotto forma di fischi di tonalità variabile, spostando la sintonia, e si verificano per tutta la gamma delle onde medie è evidente che si tratta di disturbi insiti nel ricevitore stesso. Tenga presente che i sintomi caratteristici della frequenza immagine possono essere determinati anche da un difetto nello stadio convertitore, da cattivo allineamento e da interferenze di armonica della media frequenza. Su questi argomenti ci intratteremo in futuro.

Infine sono d'accordo con Lei sul fatto che si faccia una certa confusione nell'uso delle abbreviazioni FM, MF etc. Ad ogni modo tenga presente che per indicare la *modulazione di frequenza* generalmente si usa l'abbreviazione FM che deriva dalle parole anglo-sassoni: *frequency-modulation*, mentre per indicare la *media frequenza* si ricorre all'abbreviazione MF ed anche FI che significa *frequenza intermedia* in corrispondenza dell'anglo-sassone IF *intermediate-frequency*.

(*P. Soati*)

Azione legante, azione attrattiva, azione contraente.

0035 – *Sig. Vittorio D'Ascanio – Martinsicuro (Teramo).*

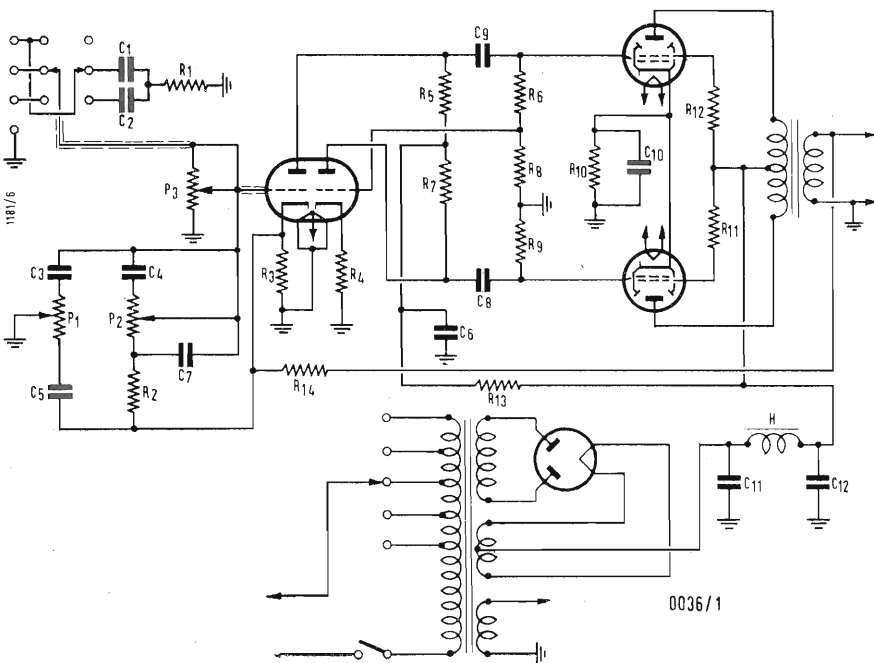
Le ipotesi e gli argomenti che Ella sostiene esulano dalla materia normalmente trattata dalla Rivista. Non possiamo che incoraggiarla nelle sue ricerche speculative: in tutta coscienza non ci sentiamo all'altezza per iniziare un colloquio sull'argomento, particolarmente impegnativo, del « fattore unitario determinante il nostro mondo fisico in in tutte le sue manifestazioni ». (*A*)

Amplificatore ad alta fedeltà.

0036 – *Sig. Mario Rivano – Genova.*

Con buona parte del materiale in suo possesso, valvole comprese, può realizzare un ottimo amplificatore usabile per la riproduzione dei dischi da 16, 33, 45 e 78 giri e per altri usi per i quali sia richiesta una qualità di riproduzione superiore a quella che si può ottenere con gli amplificatori normali. Frattanto le consiglio la realizzazione dell'amplificatore SM3399 della GBC il quale fra l'altro usa quattro delle valvole in suo possesso. Il relativo schema è riportato in figura 1.

Si tratta di un amplificatore avente una potenza di uscita di circa 6 W con distorsione inferiore al 2% e con dispositivi adatti alla eliminazione delle frequenze di fruscio dei dischi. Due controlli di responso per le note acute e gravi, permettono di adattare la curva di risposta dell'amplificatore al genere di segnale in arrivo e alla acustica del locale di audizione. La reazione inversa funzio-

na facendo pervenire al catodo della ECC83 una frazione del segnale amplificato presente al secondario del trasformatore di uscita. Come trasformatore di uscita è usato il GBC 2076 che è del tipo a minima perdita e ad alta linearità. Anche il trasformatore di alimentazione è del tipo GBC universale con schermo elettrostatico tra avvolgimento primario e secondario in modo da annullare la presenza dei flussi magnetici parassiti che sono la fonte di fastidiosi ronzii.

Detto amplificatore è posto in vendita anche come scatola di montaggio che può essere acquistata priva di valvole.

Valori dei vari componenti:
$C1$ = 1000 pF ; $C2$ = 2200 pF ; $C3$ = 1000 pF ; $C4$ = 3900 pF ; $C5$ 30000 pF ; $C6$ = 16 μF, 400 V; $C7$ = 270 pF ; $C8$ = 0,1 μF ; $C9$ = 0,1 μF ; $C10$ = 200 μF, 25 V; $C11$ = = 32 μF, 350 V ; $C12$ = 32 μF, 350 V; $P1$ = 0,5 MΩ, toni altri ; $P2$ = 1 MΩ, toni bassi ; $P3$ = 1 MΩ, volume; $E1$ = 2200 Ω; $R2$ = 100000 Ω; $R3$ = 2000 Ω; $R4$ = 2200 Ω; $R5$ = 220000 Ω ; $R6$ = 470.000 Ω ; $R7$ = 220.000 Ω ; $R8$ = 22000 Ω; $R9$ = 470.000 Ω; $R10$ = 250 Ω ; $R11$ = 100 Ω ; $R12$ = 100 Ω; $R13$ = 47.000 Ω $R14$ = 47.000 Ω; H = Impedenza da 100 mA;

Data la sua esperienza è inutile darle norme particolari sul montaggio per il quale vanno osservate la solite regole che prevedono collegamenti brevi, masse saldate direttamente allo chassis etc. Tenga presente che in considerazione della potenza di uscita, che come abbiamo detto si aggira sui 6 W, è opportuno usare un altoparlante avente una membrana di diametro non inferiore ai 25 centimetri. (*P. Soati*)

A proposito del radio-ricevitore 760 della Allocchio-Bacchini e di ronzio modulato.

0037 – ***Sig. Franco Marchesi – Roma.***

L'apparecchio in suo possesso è stato realizzato, in tre versioni distinte, dalla *Allocchio Bacchini* nelle annate 1938-39.

La qualità di questo apparecchio, qualora si trovi in stato di perfetta efficienza, si può definire ottima e quindi penso valga la pena di sostituire il complesso motore-giradischi con quello in suo possesso adatto per tutte le velocità in uso.

Però debbo farle notare che detto apparecchio originariamente era dotato di un push-pull di 6L6 e siccome Lei accenna alla presenza di due 6V6 mi sorge il dubbio che la distorsione alla quale fa riferimento sia dovuta ad una impropria sostituzione di valvole, senza che si sia provveduto ad effettuare le necessarie modifiche al circuito. Ciò sembrerebbe confermato dal fatto che i valori dei vari componenti che mi ha inviato corrispondono ai valori originali. Perciò in primo luogo le consiglio di sostituire le due 6V6 con altrettante 6L6 e dato il lungo periodo di riposo dell'apparecchio, di sostituire tutti i condensatori elettrolitici, compresi i catodici ed eventualmente la valvola raddrizzatrice la quale è prossima ad essere fuori uso data la presenza della intensa luminescenza bluastra. Il valore della media frequenza è di 425 kHz.

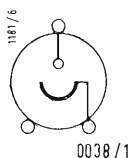
Il ronzio di corrente alternata presente esclusivamente sulla stazione locale è dovuto a qualche accoppiamento parassita (compreso quello dovuto ai conduttori delle lampadine che servono di illuminazione per la scala) che permette ai segnali a RF di raggiungere il circuito di alimentazione.

In tal caso il tubo raddrizzatore funge da modulatore di tali segnali con una frequenza pari a quella di rete o al doppio. Se tale corrente modulata in CA raggiunge la rete, per un fenomeno di *reirradiazione* può raggiungere nuovamente i circuiti a RF del ricevitore dando luogo, per l'appunto, al cosidetto *ronzio modulato*.

Molto probabilmente il fenomeno si manifesta nel suo apparecchio in seguito alla eliminazione del condensatore da 10.000 pF collegato fra un capo della rete e la massa del telaio. Provveda perciò a ricollocare tale condensatore che eventualmente potrà essere sostituito da due condensatori aventi ciascuno la capacità di 5.000 pF e collegati ai due capi della rete e alla massa. (*P. Soati*)

Foto-cellula e tubi vari.

0038 – ***Sig. M. Gariboldi – La Spezia.***

Il tubo in suo possesso, contrassegnato 2C5 CETRON non è altro che una foto-cellula i cui collegamenti sono riportati nella figura 1.

Le caratteristiche sono le seguenti: sensibilità massima allo spettro = 8000 A; superficie del catodo = 3,23 cm²; tensione della sorgente = 90 V; sensibilità massima = 160 μA/lumen; coefficiente di amplificazione del gas = 12; resistenza di carico = 1 mΩ; temperatura ambiente massima = 100 °C.

Il tubo 6H31 sostituisce, senza modifica alcuna, la 6BE6. Il tubo OBC3 può essere usato, senza modifiche, al posto di un tubo 12SQ7.

I tubi 24, 27, 30 anche se nuovissimi ritengo valga la pena di ... cestinarli. Infatti essi appartengono alla storia della Radio! (*P. Soati*)

Banchi di coilaudo per TV.

0039 – ***Sig. Rinaldo Sgobazzi – Montechiarugolo.***

Un buon banco di controllo per la riparazione e la messa a punto dei televisori deve essere costituito almeno dai seguenti strumenti:

a) Sweep: con frequenze di uscita 2 ÷ 50 MHz, 50 ÷ 216 MHz. Modulazione di frequenza regolabile con continuità da 0 a 12 MHz. Uscita di polarizzazione regolabile da 0 a 10 V.

b) Marker: oscillatore a frequenza variabile con campo di frequenza da 5 a 220 MHz e con una precisione di almeno ± 1 %. Oscillatore a quarzo con frequenza 5,5 MHz. Precisione ± 0,01 %. Modulazione esterna con campo di frequenza da 10 Hz a 5 MHz Generatore di barre almeno sui canali standard italiani. Barre orizzontali e verticali con regolazione continua.

c) Oscilloscopio: gamma di amplificazione verticale da 0 a 2 MHz. Orizzontale da 0 a 1 MHz. Sensibilità ingresso amplificatore verticale 20 mV eff/cm. Ingresso diretto placchette verticali 2 V eff/cm. Asse dei tempi, frequenza variabile da 5 a 30.000 Hz.

d) Voltmetro elettronico: con portate in CC fino a 1500 V e in CA fino a 1500 V efficaci con un campo di frequenza da 30 Hz a 4 MHz con impedenza della sorgente di tensione inferiore a 100 Ω. Campo di frequenza con rivelatore esterno a cristallo fino a 300 MHz. Ohmmetro per la misura da 0,1 Ω a 1000 MΩ. Capacimetro con campo di misura da almeno 50 pF a 10.000 μF.

Sarebbe utile anche un misuratore di campo adatto ai canali in uso, oltre naturalmente agli strumenti usati comunemente nel campo della radiotecnica.

Alle altre domande risponderò per lettera. (*P. Soati*)

Televisore Magnadyne 5001 - Taratura oscillatore di scansione.

0040 – ***Sig. Francesco Borrello – Napoli.***

Il fatto che il centro del campo di agganciamento orizzontale non coincida con il centro del potenziometro di regolazione è da imputare con tutta probabilità a invecchiamento. Lo stesso fenomeno però si verifica in seguito alla sostituzione del tubo 6U8 il quale esplica le funzioni di oscillatore sinoidale a frequenza di riga e generatore di tensione a dente di sega per il comando della scansione orizzontale (che sembra corrispondere al caso da lei prospettato). Può procedere alla taratura dell'oscillatore orizzontale agendo nel modo seguende:

a) Durante la ricezione del monoscopio si porta il potenziometro, che comanda il sincronismo orizzontale, nella posizione di centro.

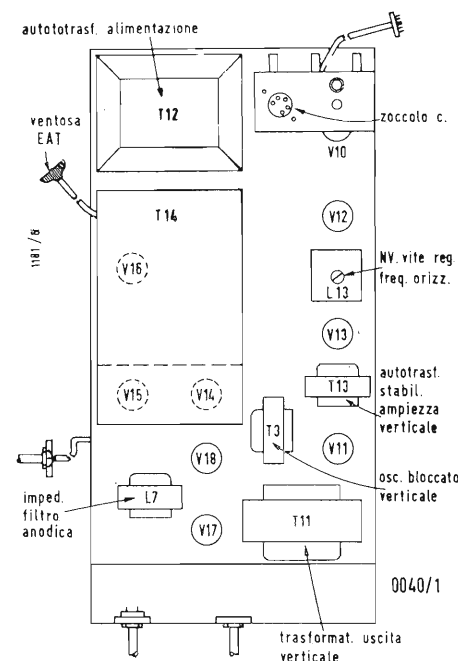
b) Sfilare l'altra valvola 6U8, separatrice di sincronismi e limitatrice, dal suo zoccolo (fig. 1).

c) Regolare il nucleo di regolazione della frequenza orizzontale « NV » e visibile nella suddetta figura, sino a far coincidere la frequanza naturale dell'oscillatore orizzontale con la frequenza di scansione del segnale in arrivo. Quando tale coincidenza si verifica si ha la quasi sincronizzazione orizzontale (cioè una sincronizzazione di carattere instabile dato che la mancanza della valvola separatrice causa la perdita del sincronismo verticale).

d) Inserire nuovamente la valvola 6U8.

Desiderando avere una determinazione più esatta del centro elettrico del potenziometro si agirà nel modo seguente.

a) Collegare un voltmetro per corrente continua con portata 10 V e 10.000 ohm per volt nel circuito catodico della valvola 6U8 (regolatrice di frequenza orizzontale) e pre-

cisamente con un capo (positivo) posto fra la resistenza di 270 Ω ed il condensatore di 0,2/μF e l'altro capo alla massa.

b) Leggere le due tensioni che corrispondono ai due estremi della corsa del potenziometro (se il circuito funziona in modo regolare ad un estremo dovrà leggersi il valore di 2 V e all'altro estremo 4 V).

c) Regolare il potenziometro in modo da leggere una tensione eguale alla media aritmetica delle suddette tensioni estreme.

d) Senza toccare il potenziometro regolare il nucleo NV come detto più sopra. Si deve tenere presente che quando NV è perfettamente regolato il sincronismo orizzontale deve osservarsi per tutta la corsa del potenziometro (nella zona centrale tale sincronismo deve essere mantenuto anche commutando il canale: nelle zone marginali può essere perduto soltanto in questo caso).

Un altro sistema di taratura molto più rapido è il seguente: collocare il potenziometro al centro, collegare a massa provvisoriamente il catodo del diodo del comparatore di fase (piedino 3 della valvola 6T8), regolare il nucleo NV, togliere da massa il catodo del diodo. (*P. Soati*)

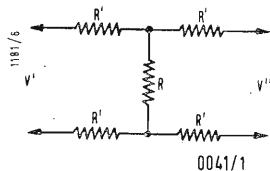
Attenuatore per linea simmetrica a 300 ohm.

0041 – *Sig. P. Trevisan – Vicenza.*

I valori delle resistenze da usare per la costruzione di un attenuatore per una linea simmetrica da 300 ohm (fig. 1), sono calcolabili con le seguenti formule:

$$R' = Z \frac{1 - K}{2K + 2} \qquad R'' = \frac{Z^2}{4R'} - R'$$

Nella quale Z indica l'impedenza caratteristica della linea in ohm e K l'attenuazione come rapporto di tensione $\frac{V''}{V'}$.

Le resistenze usate dovranno essere del tipo antiinduttivo da 1/2 W.

Le connessioni dovranno essere eseguite il più breve possibile. Riportando come primo valore quella di R' e come secondo quello di R'', diamo qui di seguito alcuni valori in ohm delle resistenze da usare per alcuni K.

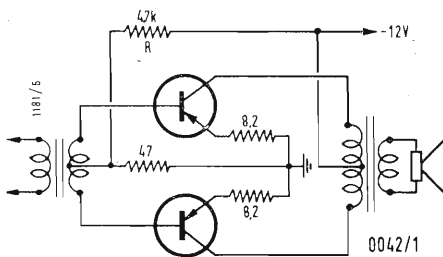
$K = 0,89$ (8,7/2600), $K = 0,71$ (25,4/855), $K = 0,63$ (34/626), $K = 0,55$ (43,5/475), $K = 0,40$ (64/288), $K = 0,10$ (122/62).

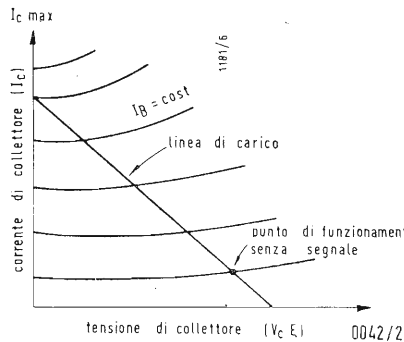
(*P. Soati*)

A proposito degli amplificatori di potenza in controfase in classe B utilizzanti transistori.

0042 – *Sig. Giovanni Neri – Livorno.*

In figura 1 è rappresentato il circuito tipico di amplificatore di potenza in classe B a transistori da lei richiesto.

Il partitore di tensione formato dalla resistenza R e dalla resistenza da 47 Ω serve a dare una piccola polarizzazione necessaria per prevenire la deformazione che si verificherebbe nella forma d'onda di uscita in corrispondenza del punto di passaggio dall'ansa negativa a quella positiva. Generalmente è sufficiente una tensione di 0,1 V dimodocchè in queste condizioni la corrente

totale di collettore, in assenza di segnale, risulta di circa 2 o 3 mA. Le resistenze da 8,2 Ω nel collegamento dell'emettitore hanno lo scopo di stabilizzare il transistor ed evitare che la corrente di colletore cresca oltre i limiti ammessi con il crescere della temperatura della giunzione. La curva di fig. 2 indica l'andamento delle caratteristiche di collettore per diversi valori della corrente di base e la linea di carico con il punto a riposo che corrisponde ad un funzionamento in classe B.

In un amplificatore a transistori in controfase in classe B la massima potenza di uscita ottenibile si può, grossolanamente, ritenere uguale a 5 volte, la dissipazione massima ammissibile per ciascun transistore.

Quindi con il transistore da Lei usato, del tipo 2N18FA, è possibile ottenere potenze di uscita dell'ordine di 0,8 W.

La potenza di alimentazione di un amplificatore in controfase classe B dipende dall'ampiezza del segnale di uscita; un tale amplificatore pertanto carica meno la batteria di alimentazione di quanto non faccia un amplificatore di potenza in classe A. Per tale ragione gli amplificatori a transistori in classe B sono frequentemente usati nei radioricevitori portatili con potenze d'uscita superiore ai 50 mW e quindi il suo uso è particolarmente indicato al suo caso.

Nel circuito riportato in fig. 1 per ottenere una potenza di uscita di 0,75 W la resistenza fra collettore e collettore, del trasformatore di uscita, deve essere di 300 ohm.

(*P. Soati*)

Sostituzione del cinescopio in un oscilloscopio descritto nel fascicolo di Maggio 1956 di questa Rivista.

0043 – *Sig. Piero Preatoni – Arluno (Milano).*

Il tubo 3AP1 può sostituire senza sostanziali modifiche il tubo 3RP1 ovvero 3RP1-A (schermo piatto). La scelta del tubo 3RP1 era stata dettata dal fatto che il tubo 3AP1 (equivalente al tipo 908) è consigliato dalla RCA unicamente per sostituzioni e non per l'impiego in progetti nuovi.

La sensibilità verticale ed orizzontale dei due tubi 3RP1 e 3AP1 sono circa uguali: può essere necessario solo un ritocco dei valori delle resistenze che formano il partitore fra l'altissima tensione e la massa, per permettere il corretto funzionamento dei controlli di intensità e la focalizzazione.

Un punto da tener presente nella sostituzione del tubo 3RP1 con il tubo 3AP1 è il fatto che quest'ultimo possiede il catodo internamente collegato ad una estremità del filamento di accensione.

Qui di seguito è riportata una lista di tubi aventi all'incirca la stessa sensibilità, quando sono alimentati alla tensione indicata, e che richiedono differenze solo nel dimensionamento dell'alimentatore ad alta tensione e dal partitore relativo.

Tipo	catodo connesso al filamento	Tensione anodica di accelerazione [V]	Sensibilità (orizzontale) (verticale) [V/poll./kV]*
3RP1 3RP1-A	no	2.500	73 ÷ 99 52 ÷ 70
3AP1	si	1.500	50 ÷ 68 49 ÷ 65
3BP1	no	2.000	75 ÷ 100 55 ÷ 74
5CP1	no	4.000	31 ÷ 53 25 ÷ 37

(*) Volt necessari alle placche di deflessione, per un pollice di spostamento, per ogni chilovolt di tensione anodica di accelerazione.

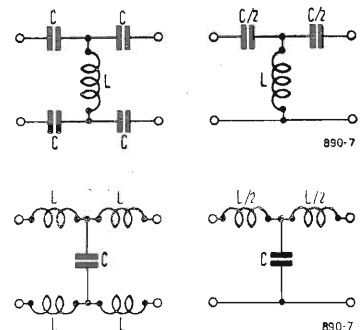
(*G. Kuhn*)

Filtri separatori per FM e per TV.

0044 – *Sig. Angelo Bianchi – Rho.*

È evidente che non è possibile mettere in parallelo su un'unica discesa due antenne previste per frequenze diverse, per esempio per le bande I e III.

Infatti un'antenna si comporta rispetto all'altra come un carico. Affinchè non si possano influenzare a vicenda è necessario che la prima antenna presenti al punto di raccordo una impedenza molto alta nel campo delle frequenze in cui lavora l'altra e viceversa.

Ciò si può ottenere inserendo nelle due diramazioni che vanno alle antenne, ma nel punto più vicino possibile al raccordo, un

filtro passa-alto per l'antenna a frequenza superiore e un filtro passa-basso per l'altra antenna.

Questi filtri sono disponibili sul mercato ma non è difficile costituirli.

Un'altra loro applicazione può essere quella della eliminazione di segnali FI che possono essere captati dall'antenna e che danno dei forti disturbi sopratutto nel caso di ricevitori TV con FI bassa.

In questo caso basta inserire all'entrata del cavo di antenna un filtro passa-alto con

una frequenza di taglio superiore alla media frequenza utilizzata.

1.1. - Filtri passa-alto.

La fig. dà lo schema di due filtri passa-alto per cavo simmetrico e per cavo coassiale. Il collegamento diretto di quest'ultimo deve essere fatto fra schermo e schermo. I valori dell'induttanza e della capacità sono dati da:

$$L = \frac{Z}{4\pi f_0} \qquad C = \frac{1}{4\pi f_0}$$

dove Z è l'impedenza caratteristica sulla linea e f_0 la frequenza limite trasmessa. Le due formule seguenti danno L e C in [μH] e [pF] con Z in [Ω] e f_0 in [MHz]:

$$L = 0{,}08\,\frac{Z}{f_0} \qquad C = \frac{320.000}{Z f_0}$$

1.2. - Filtri passa-basso.

La fig. 2 dà lo schema di due filtri passa-basso per cavo simmetrico e per cavo coassiale. Le bobine non devono essere magneticamente accoppiate.

In questo caso si ha:

$$L = \frac{Z}{\pi f_0} \qquad C = \frac{1}{\pi Z f_0}$$

E con le unità usate sopra:

$$L = 0{,}32\,\frac{Z}{f_0} \qquad C = \frac{320.000}{Z f_0}$$

1.3. - Esempi.

Si debbano calcolare i filtri per discesa comune a 300 Ω per due antenne: una per la banda I (f superiore a 68 MHz) e una per la banda III (f inferiore a 174 MHz).

Consideriamo come frequenza comune ai due filtri 120 MHz. Per il filtro passa-alto utilizziamo lo schema della figura 1 a) e per il filtro passa-basso lo schema della figura 2 a).

Per il primo si ha:

$$L = \frac{0{,}08 \times 300}{120} = 0{,}2\ \mu\text{H}$$

$$C = \frac{320.000}{300 \times 120} = 9\ \text{pF}$$

Per il secondo:

$$L = \frac{0{,}32 \times 300}{120} = 0{,}8\ \mu\text{H}$$

$C = 9$ pF.

Si debba calcolare un filtro per eliminare i disturbi FI di un ricevitore FM con cavo di antenna a 60 Ω.

La gamma ricevuta inizia a 88 MHz e la FI è di 10,7 MHz. Possiamo scegliere come frequenza di taglio 30 MHz.

Si ha:

$$L = \frac{0{,}08 \times 60}{30} = 0{,}16\ \mu\text{H}$$

$$C = \frac{320.000}{60 \times 30} = 178\ \text{pF}$$

1.4. - Realizzazione.

Le bobine saranno cilindriche ad un solo strato. Per il calcolo, se la lunghezza l è minore di 0,8 volte il raggio r, vale la formula:

$$L = \frac{r^2\, n^2}{22{,}5 + 25\, l}\ [\mu\text{H}]$$

Per le bobine dei due esempi precedenti si ha:

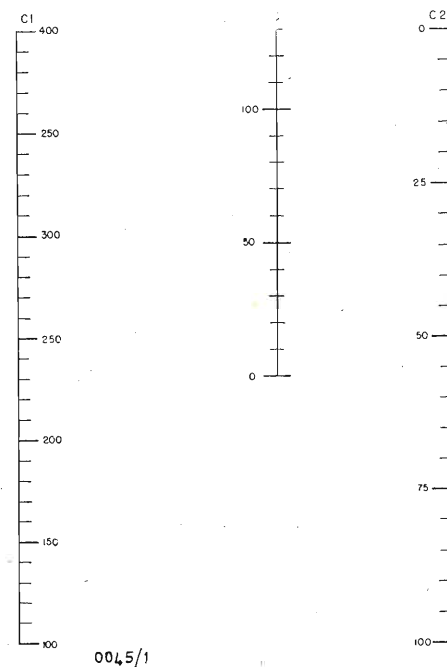
$L = 0{,}2$ μH: diametro 10 mm.
$l = 10$ mm, 5 spire.

$L = 0{,}16$ μH: diametro 5 mm.
$l = 5$ mm, 5 spire.

Gli elementi saranno montati su un supporto isolante con terminali di ancoraggio rivettati. Se è possibile è bene che la costruzione meccanica abbia la stessa impedenza caratteristica e la stessa distanza fra i fili del cavo. Nel caso della fig. si utilizzeranno dei condensatori cilindrici di diametro piccolo e la bobina dovrà avere una lunghezza superiore, se possibile, alla distanza fra i fili del cavo. Nel caso della fig. 2 saranno invece le bobine ad avere un diametro ridotto. (A)

Misura della capacità distribuita di una bobina.

0045 – *Sig. Achille Perussi – Genova.*

Se C è la capacità distribuita di una bobina e C_1 C_2 le capacità che bisogna mettere in parallelo per accordarla rispettivamente

su una frequenza e sulla sua seconda armonica si ha:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\,(C + C_1)}} \quad \text{e}$$

$$2f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\,(C + C_2)}}.$$

Dividendo membro a membro si ottiene:

$$\frac{1}{2} = \sqrt{\frac{C + C_2}{C + C_1}}.$$

Semplificando si ha:

$$C = \frac{C_1 - 4\,C_2}{3},$$

relazione che è stata tradotta nell'abaco riportato e che permette di trovare C note C_1 e C_2 senza bisogno di alcun calcolo.

Se sceglie f in modo che C_1 sia compreso fra 0 e 100 pF. Congiungendo con una retta i due valori C_1 e C_2 si legge nell'intersezione con la scala centrale il valore di C. (A)

A proposito della resistenza di irradiamento e dell'impedenza di antenna.

0046 – *Sig. G. Balestrero – Savona.*

Prima di rispondere al suo quesito debbo farLe notare che non sempre nel campo della radiotecnica è possibile enunciare delle definizioni in modo elementare: questo è il motivo per cui chiunque si dedichi alla lettura di trattati relativi a questa materia, anche in qualità di radio amatore, non dovrebbe avere poca simpatia con le scienze matematiche... come Lei afferma!

Ad ogni modo cercherò di rispondere ai suoi quesiti nel modo più elementare possibile.

Resistenza di irradiamento; Si tratta di una resistenza *fittizia* che si attribuisce all'antenna allo scopo di giustificare l'impiego dei watt che le sono stati forniti e che essa non disperde sotto forma di calore. Essa rappresenta una delle caratteristiche più importanti dell'antenna ed il suo valore in ohm è dato dal rapporto fra la *potenza irradiata* ed il quadrato dell'*intensità di corrente*, in ampere, misurato nel punto di massima corrente. ($R_i = P_{irr}/I^2$).

La sua esatta determinazione è piuttosto complicata perchè se è facile misurare l'intensità della corrente è molto più difficile conoscere il numero dei watt irradiati i quali sono dati dall'energia totale fornita dal trasmettitore meno le perdite subite nei materiali dielettrici e per effetto del calore lungo i conduttori.

Il suo ragionamento circa l'*impedenza di antenna* è esatto. Infatti l'impedenza in un dato punto di un antenna è definita dal rapporto fra la tensione e la intensità che esistono in quello stesso punto. Si può dimostrare che è *resistiva* ad un ventre di intensità ed è *reattiva* ad un nodo di intensità (ventre di tensione).

E quindi ovvio come l'impedenza di antenna, che varia da punto a punto, determini le caratteristiche del circuito di alimentazione in un'antenna emittente e del circuito di utilizzazione in un antenna ricevente e determini anche il punto nel quale deve essere fornita o ricavata l'energia a *radiofrequenza*.

Il volume «Le antenne», edito dalla Editrice il Rostro le sarà particolarmente utile per chiarire altri suoi dubbi su questo argomento. (P. Soati)

Intensità soggettiva unitaria - phon

0047 – *Sig. C. Marollo – Bari.*

La cosidetta scala della *intensità soggettiva unitaria* ha inizio con la intensità di un phon e termina con il valore di 130 phon che corrisponde al valore di *soglia dolorosa*.

Detta scala è riferita alla frequenza di 1000 Hz.

Come punto di taratura ci si vale del valore di 74 phon che corrisponde ad una pressione (effettiva) di:

$$1\ \mu\text{bar} = 1\ \text{dina/cm}^2$$

(infatti $1\ \mu\text{bar} = 20\log\dfrac{1}{0.0002} = 20\log 5000 = 74$ phon).

Per chiarire maggiormente il secondo paragrafo del suo quesito si deve precisare che mentre il decibel esprime solo il rapporto logaritmico di determinate grandezze, il phon definisce il *valore di riferimento* della sensazione auditiva del soggetto (si deve tener presente che la scala è convenzionale e quindi non proporzionale alla intensità delle sensazioni auditive).

La tabella dei phon in uso attualmente è la seguente:

phon 0 = limite o soglia di audibilità, 10 =

(segue a pag. 574)

Soluzione Pratica di Problemi con Termistori

(*segue da pag.* 564)

tale da mantenere la tensione ad un valore di 2,6 ± 0,005 V, con variazione del ± 0,2%.

La curva *E-I* di fig. 2 e 7 è relativa ad un termistore a granulo in aria, ma sarebbe meglio racchiudere tale termistore in un piccolo bulbo di vetro in modo da renderne più agevole il montaggio. Il nostro termistore lavora a circa 50 mA e 1,7 V, quindi ha una resistenza di circa 34 Ω. A 25 °C la resistenza di questo elemento è 2100 Ω perciò si ha un rapporto di 34/2100 = 0,016. Dalla Tabella 1, colonna *c* vediamo che a tale rapporto corrisponde una temperatura di 180 C°, che sarebbe la temperatura di funzionamento del nostro termistore a granulo. Dato che tale temperatura è piuttosto alta, le piccole variazioni della temperatura ambiente avranno poca influenza sul nostro circuito, perciò le possiamo trascurare.

I problemi dei circuiti a termistore per la soppressione dei transitori o per realizzare ritardi di tempo sono più difficili a risolversi e la letteratura tecnica al riguardo è molto scarsa.

Tuttavia supponiamo di avere a disposizione dei dati come quelli di figura 3 e 4 e cerchiamo di risolvere il seguente problema. Sia dato un relè la cui bobina ha una resistenza da 300Ω e che attira con una corrente di 5 mA. Si deve usare una tensione di 60 V e desideriamo un ritardo di circa 1 sec.

Osservando la fig. 4 si nota che con una sorgente di 60 V ed una resistenza di 4500, la corrente raggiunge i 5 mA in 0,75 sec. Noi dobbiamo quindi prolungare di circa il 33% questo tempo per ottenere un ritardo di 1 sec. Ovviamente per ottenere questo risultato bisogna avere una maggior resistenza in serie. Facciamo l'ipotesi che ad un aumento del 33% nel tempo di ritardo con 60 V, córrisponda ugualmente un aumento del 33% anche con 45 V. Passiamo quindi alla fig. 3 per determinare quale variazione di resistenza provochi un tale aumento nel tempo di ritardo. Vediamo che, con una tensione di 45 V e una resistenza in serie di 4500 Ω, la corrente raggiunge il valore di 5 mA in circa 1,5 sec. Un aumento del 33% porterà questo tempo a 2 sec. circa, e dalla fig. 3 si vede che la corrente raggiunge i 5 mA in 2 sec quando la resistenza in serie è intermedia fra i valori 4500 e 6500 Ω. Prendiamo il valore di 5500 Ω. Quindi mettendo una resistenza di 5500 Ω in serie con il termistore, in un circuito alimentato con 60 V la corrente raggiungerà il valore di 5 mA dopo 1 sec. Poichè la bobina ha una resistenza di 3000 Ω bisogna aggiungere in serie una resistenza di 2500 Ω per ottenere il desiderato ritardo di tempo.

(*dott. Idalgo Macchiarini*)

Sintonizzatore TV per Onde Decimetriche con due PC86

(*segue da pag.* 560)

dell'oscillatore all'entrata dell'antenna hanno dato come risultato la curva V_{Ant} della fig. 12. Il campo disturbante corrispondente a 30 m è dato dalla curva C_{Ant} che è stata dedotta con la formula:

$$C_{Ant} = 57\ V_{Ant}\ \frac{\mu V}{m}$$

Per finire dobbiamo considerare solo la costanza della frequenza dell'oscillatore. Si è misurata a questo scopo la variazione di frequenza dell'oscillatore in funzione delle temperature dell'ambiente. Si è dimostrato che se i conduttori interni dei filtri sono fissati a supporti di ceramica la variazione di frequenza dipende quasi esclusivamente dalla curva di temperatura di C_{k4} (fig. 13). Le misure furono iniziate dopo 2 minuti dall'accensione e continuate in funzione delle variazioni di temperatura. Questo risultato è già soddisfacente però si può ottenere una ulteriore compensazione con i trimmer T_8 e T_9.

(*dott. ing. Giuseppe Boldan*)

I Diodi a Giunzione al Silicio

(*segue da pag.* 552)

silicio presentano nei confronti di quelli al germanio che pure hanno ottime prestazioni in molte applicazioni, tutte le qualità che sono richieste per componenti di tipo professionale: forte tensione inversa, corrente inversa praticamente trascurabile, funzionamento ad alta temperatura.

6. - BIBLIOGRAFIA.

[1] R. N. Hall: *Power rectifiers and Transistor.* Proc. IRE November 1952 Vol. 40 n° 11 pag. 1512.

[2] J. Laplume: *Jonction p-n. Thèorie* Bull. S.F.E. Octobre 1954 vol. 4 n° 46 pag. 545.

[3] H. C. Lin, R. E. Crosby: *A determination of thermal resistance of silicon jounction devices.* IRE. National Conventions. Mars 1957.

(*dott. Idalgo Macchiarini*)

a colloquio coi lettori

(*segue da pag.* 573)

= mormorio sommesso, 20 = ticchettio di un orologio, 30 = mormorio, 40 = rumore di carta lacerata, 50 = strada tranquilla, conversazione normale, 60 = strada con traffico, elettrodomestici tipo lucidatrice etc. 70 = strada rumorosa, 80 = ferrovia sotterranea, urli, 90 = tromba elettrica, trapani ad aria compressa, 100 = crepitio fortissimo, moto prive di scappamento, 110 = motore di grande complesso a distanza ravvicinata, 120 = aereo a pochi metri di distanza, 130 = soglia dolorosa.

Per gli autoveicoli, fino alla distanza di 7 metri, è ammesso un rumore di 85 phon.

Da notare che per una data pressione acustica, ma per frequenze aventi valore diverso da 1000 Hz, l'orecchio accusa un intensità «molto diversa». (*P. Soati*)

Moralità dei programmi TV

(*segue da pag.* 529)

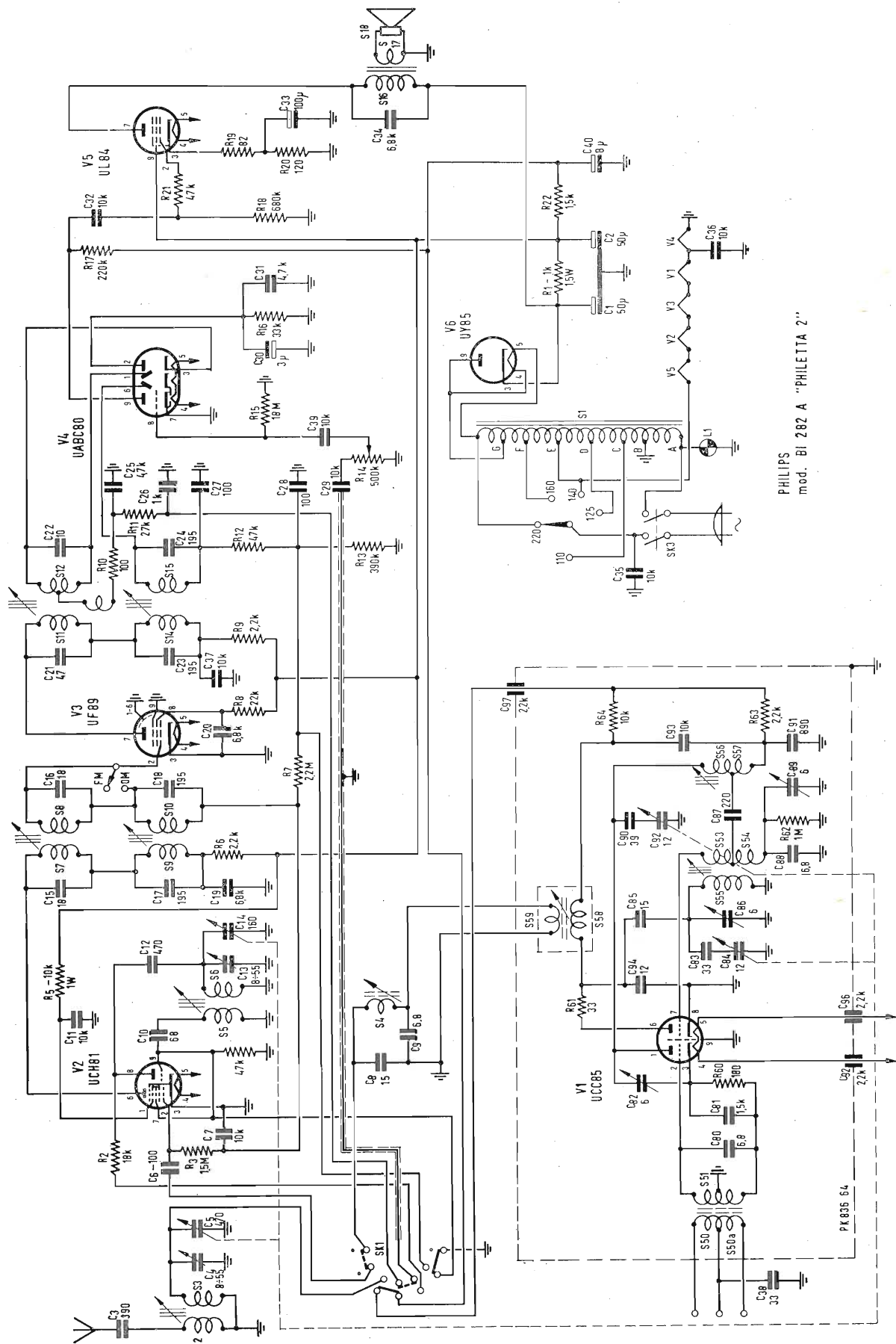
premi in danaro a forme di premi in oggetti diversi di valore incomparabilmente minore.

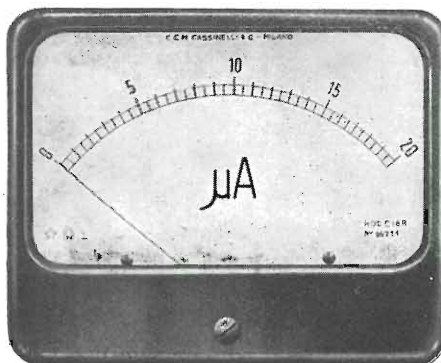
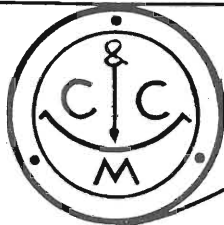
Vogliamo quindi sperare che la insulsa ed immorale pioggia di milioni che la RAI rovescia sui concorrenti, venga presto a cessare riportando i telegiuochi un'atmosfera più serena e sopratutto più aderente ai sani sentimenti di quella vita attiva ed operosa che i nostri genitori ci hanno santamente instillato.

Per terminare, vorrei accennare ad un interessante profilo legale dell'accennata pioggia di milioni, nel senso che mentre i premi distribuiti dalla RAI provengono evidentemente dal salato canone imposto ai teleabbonati italiani, non tutti peraltro consenzienti a tale impiego del loro sudato danaro, i vistosi premi distribuiti da varie Società televisive americane venivano volontariamente offerti da ditte commerciali a scopo pubblicitario.

La differenza è palese ed enorme, non vi pare?

(*A. Banfi*)

SCHEMA ELETTRICO DEL RADIORICEVITORE AM, GELOSO, MOD. G 365

SCHEMA ELETTRICO DEL RADIORICEVITORE AM-FM, PHILIPS, MOD. BI 282A

strumenti elettrici di misura
C.C.M. CASSINELLI & C. - MILANO
10
5
15
0
20
µA
Mod. C.I.8.R. a magnete
Mod. A.I.8.R. elettromagnetico
flangia 102 x 125
Mod. C.I.6.R. a magnete
Mod. A.I.6.R. elettromagnetico
flangia 80 x 92
Mod. C.I.5.R. a magnete
Mod. A.I.5.R. elettromagnetico
flangia 60 x 70
radio
televisione
telefonia
galvanoplastica
elettroterapia
C & C
M
strumenti
da pannello
da quadro
da laboratorio
tascabili
universali
speciali
Cassinelli & C.
MILANO
VIA GRADISCA 4 - TEL. 391.121 - 366.014

"STENOMASTER,,

Il più pratico ed economico registratore della voce per ufficio

Comandi a distanza

2 velocità

"STENOMASTER,, L. 49.500

Microfono piezoelettrico a tre pulsanti per il telecomando del registratore. Consente l'avanzamento e il riavvolgimento del nastro nonchè la predisposizione dello "STENOMASTER,, per la registrazione o l'ascolto.

Con cordone da m 2 **Lire 7.500**

E' il registratore che fa per Voi; il suo impiego Vi consentirà di registrare relazioni, appunti, corrispondenza, ecc. mano mano che se ne presenta la necessità, con la possibilità di un immediato riascolto di quanto registrato.

A RICHIESTA INVIAMO OPUSCOLI ILLUSTRATI

A tutti coloro che entro il 31 gennaio 1959 avranno spedito il tagliando a fianco verrà inviato gratuitamente il N. 5 di dicembre 1958.

Ritagliate e spedite subito questo tagliando. Riceverete regolarmente tutti i numeri di "SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV,, che usciranno durante il 1959.

Spett. Ditta G. B. CASTELFRANCHI Via Petrella, 6 - Milano

Ho provveduto a versare sul c. c. post. N. 3/23395 a Voi intestata, l'importo di L. 500 per concorso spese postali e di compilazione della targa da inserire a schedario.
Vi prego pertanto spepirmi regolarmente i numeri della rivista "SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV,, che usciranno durante l'anno 1959.

COGNOME ______________________ NOME ______________________

VIA ______________________

CITTÀ ______________________

(Prov

Tagliando **"L'ANTENNA,,**

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO

CONCESSIONARIA PER DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - Via Conservatorio, 24 - MILANO - Tip. Edizioni Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6